

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of)
Tetsufumi SHIMA et al.) Group Art Unit: 2681
Application No.: 10/020,887) Examiner: Unassigned
Filed: December 19, 2001)
For: WEIGHTING FACTOR SETTING)
METHOD FOR SUBTRACTIVE)
INTERFERENCE CANCELLER,)
INTERFERENCE CANCELLER UNIT)
USING SAID WEIGHTING FACTOR)
AND INTERFERENCE CANCELLER)

#7

CLAIM FOR CONVENTION PRIORITY

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

The benefit of the filing date of the following prior foreign application in the following foreign country is hereby requested, and the right of priority provided in 35 U.S.C. § 119 is hereby claimed:

Japanese Patent Application No. 2000-385505

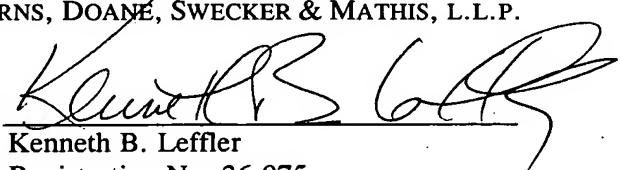
Filed: December 19, 2000

In support of this claim, enclosed is a certified copy of said prior foreign application. Said prior foreign application was referred to in the oath or declaration. Acknowledgment of receipt of the certified copy is requested.

Respectfully submitted,

BURNS, DOANE, SWECKER & MATHIS, L.L.P.

Date: March 27, 2002

By: 
Kenneth B. Leffler
Registration No. 36,075

P.O. Box 1404
Alexandria, Virginia 22313-1404
(703) 836-6620

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

#7

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日
Date of Application:

2000年12月19日

出願番号
Application Number:

特願2000-385505

出願人
Applicant(s):

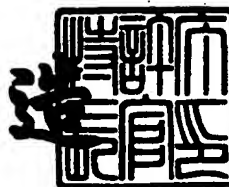
テレフォンアクチーボラゲット エル エム エリクソン (パブル)

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年11月 9日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3098990

【書類名】 特許願

【整理番号】 JP1885ERI

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/26

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横須賀市日出町 1 - 4 - 1 2、 中央ハイツ 1
1 0 8

【氏名】 島 哲史

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市金沢区芝町 3 9 1、 マリンシティ ビー
- 1 3 0 5

【氏名】 ジョナス カールソン

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横須賀市永瀬 1 - 1 - 2 - 2 0 5

【氏名】 韓 定勲

【特許出願人】

【識別番号】 398072470

【氏名又は名称】 テレフォンアクチャーボラゲット エル エム エリクソ
ン (パブル)

【代理人】

【識別番号】 100109726

【弁理士】

【氏名又は名称】 園田 吉隆

【選任した代理人】

【識別番号】 100101199

【弁理士】

【氏名又は名称】 小林 義教

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 058621

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 サブトラクティブ干渉キャンセラにおける重み付け係数の設定方法、該重み付け係数を使用した干渉キャンセラユニットおよび干渉キャンセラ

【特許請求の範囲】

【請求項1】 通信チャネルがパイロットビットと、他の制御ビットと、データビットから構成されるデジタル無線通信用のサブトラクティブ干渉キャンセラにおける重み付け係数の設定方法であって、

パイロットビットの重み付け係数 λ_{QA} と、他の制御ビットの重み係数 λ_{QB} と、データビットの重み係数 λ_I が互いに独立した値であることを特徴とする重み付け係数の設定方法。

【請求項2】 前記重み付け係数 λ_{QA} と、 λ_{QB} と、 λ_I とは、仮判定シンボルと、平均または瞬時信号電力対干渉電力比 SIR とに基づいてユーザと段毎に定められることを特徴とする請求項1に記載の重み付け係数の設定方法。

【請求項3】 信号電力対干渉電力比 SIR として、 I ブランチと Q ブランチそれぞれの信号電力対干渉電力比 SIR_I と SIR_Q を用い、 I ブランチと Q ブランチの重み付け係数 λ_I と λ_Q とが、仮判定シンボルと、信号電力対干渉電力比 SIR_I と SIR_Q とから導出される仮判定誤差の確率密度関数から導出されるものであることを特徴とする請求項2に記載の重み付け係数の設定方法。

【請求項4】 デジタル無線通信を対象としたサブトラクティブ干渉キャンセラにおける重み付け係数の設定方法であって、各段においてチャネル毎の干渉除去残差信号のパワーが最小になるように重み付け係数を設定することを特徴とする方法。

【請求項5】 前記重み付け係数は、

【数1】

$$\lambda_{k,l}(H_{k,l}^*, B_k^*) = \frac{\int dh_{k,l} \int db_k h_{k,l} b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^*, b_k, B_k^*)}{H_{k,l}^* B_k^*}$$

で表される関係に基づいて導出されるものであることを特徴とする請求項4に記載の重み付け係数の設定方法：

ここにおいて、 $\lambda_{Sk,l}$ は、 s 番目の段の、 k 番目のユーザの、 l 番目のパスの重み付け係数；

$H_{Sk,l}$ は、 s 番目の段の、 k 番目のユーザの、 l 番目のパスの推定チャネル；

B_{Sk} は s 番目の段の、 k 番目のユーザの仮判定シンボル；

$h_{k,l}(t)$ は、 k 番目のユーザの、 l 番目のパスのチャネル係数；

b_k は k 番目のユーザの受信信号；

$f(h_{k,l}, H_{Sk,l}, b_k, B_{Sk})$ は、チャネル係数 $h_{k,l}$ 、推定チャネル $H_{Sk,l}$ 、受信信号 b_k 、仮判定シンボル B_{Sk} に関する仮判定誤差の結合確率密度関数である。

【請求項6】 前記重み付け係数は、

【数2】

$$\lambda_{k,l}(H_{k,l}^s, B_k^s) \cong \frac{\int db_k b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{B_k^s}$$

で近似されることを特徴とする請求項5に記載の重み付け係数の設定方法。

【請求項7】 前記重み付け係数はさらに、受信信号 b_k を

【数3】

$$b_k = A_k^s e^{iq_k^s}$$

として、

【数4】

$$\begin{aligned} \frac{\int db_k b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{B_k^s} &= \int db_k A_k^s e^{iq_k^s} f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) \\ &= f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s, B_k^s) + f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{iq_l} B_k^s, B_k^s) e^{iq_l} \\ &\quad + f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{iq_Q} B_k^s, B_k^s) e^{iq_Q} - f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\alpha} B_k^s, B_k^s) \end{aligned}$$

の関係を用いて求められることを特徴とする請求項6に記載の重み付け係数の設定方法。

ここで、 ϕ_I および ϕ_Q は、 I または Q 位相だけが測定誤差を含む場合の位相誤差であって、

【数 5】

$$\varphi_I = \text{sgn}(\text{real}(B_k^s)) \text{sgn}(\text{imag}(B_k^s)) 2 \left(\frac{\pi}{2} - \text{atan} \left| \frac{\text{imag}(B_k^s)}{\text{real}(B_k^s)} \right| \right)$$

$$\varphi_Q = -\text{sgn}(\text{real}(B_k^s)) \text{sgn}(\text{imag}(B_k^s)) 2 \text{atan} \left| \frac{\text{imag}(B_k^s)}{\text{real}(B_k^s)} \right|$$

によって表現されるものである。

さらに、式 4 における右辺各項は、I (Q) ブランチの信号干渉比 $SIR_I(Q)$ と、I (Q) ブランチの仮判定誤差確率、

【数 6】

$$g(SIR_{I(Q)} | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{SIR_{I(Q)}}}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

とを用いて

【数 7】

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s, B_k^s) = (1 - g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))(1 - g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))$$

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s e^{iq_I}, B_k^s) = g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)(1 - g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))$$

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s e^{iq_Q}, B_k^s) = (1 - g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)$$

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, -B_k^s, B_k^s) = g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)$$

で表わされるものである。

【請求項 8】 前記 ϕ_I および ϕ_Q は、

【数 8】

$$\varphi_I = \pi - 2\text{atan}(\beta)$$

【数 9】

$$\varphi_Q = 2\text{atan}(\beta)$$

に基づいて算出されたことを特徴とする請求項 7 に記載の重み付け係数の設定方法。

なお、ここで数式中の β は、次式で表される I および Q ブランチのパワーレシオ γ に基づいて算出された値である。

【数 1 0】

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\gamma}}$$

【請求項 9】 前記デジタル無線通信は符号分割多元接続 (CDMA) 通信であることを特徴とする請求項 1 ないし 8 のいずれかに記載された重み付け係数の設定方法。

【請求項 1 0】 通信チャネルがパイロットビットと、他の制御ビットと、データビットから構成されるデジタル無線通信用のサブトラクティブ干渉キャンセラにおける干渉キャンセラユニットであって、

干渉除去残差信号と前段からのレプリカ信号とをうけてこれを加算する加算手段 (3 0 0、4 0 0) と、

前記の加算信号にユーザの拡散符号を掛けて逆拡散を行う逆拡散手段 (3 0 2、4 0 2) と、

フェージングベクトルを求めて伝送路補正を行う補正手段 (3 0 1、3 0 3、4 0 1、4 0 3) と、

伝送路補正が行われた信号からシンボルを判定する仮判定手段 (3 0 4、4 0 4) と、

仮判定シンボルに重み付け係数を掛ける重み付け手段 (3 0 8、4 0 8) と、

仮判定シンボルにユーザの拡散符号を乗算して再拡散を行う拡散手段 (3 0 5、4 0 5) と、

再拡散された拡散信号に伝送路特性の逆特性を掛けてレプリカ信号を求める逆補正手段 (3 0 7、4 0 7) と
を具備し、

当該重み付け手段は、パイロットビットの重み付け係数 λ_{QA} と、他の制御ビットの重み係数 λ_{QB} と、データビットの重み係数 λ_I とをそれぞれ別個に導出した値として出力することを特徴とする干渉キャンセラユニット。

【請求項 1 1】 前記重み付け手段は、前記重み付け係数 λ_{QA} と、 λ_{QB} と、 λ_I を、仮判定シンボルと、平均または瞬時信号電力対干渉電力比 SIR とに基づいて、ユーザと段毎に定めることを特徴とする請求項 9 に記載の干渉キャンセ

ラユニット。

【請求項12】 前記重み付け手段は、IブランチとQブランチの重み付け係数 λ_I と λ_Q とを、仮判定シンボルと、IブランチとQブランチの信号電力対干渉電力比 $S_I R_I$ と $S_I R_Q$ とから導出される仮判定誤差の確率密度関数に基づいて導出するものであることを特徴とする請求項10に記載の干渉キャンセラユニット。

【請求項13】 デジタル無線通信を対象としたサブトラクティブ干渉キャンセラにおける干渉キャンセラユニットであって、

干渉除去残差信号と前段からのレプリカ信号とをうけてこれを加算する加算手段(300、400)と、

前記の加算信号にユーザの拡散符号を掛けて逆拡散を行う逆拡散手段(302、402)と、

フェージングベクトルを求めて伝送路補正を行う補正手段(301、303、401、403)と、

伝送路補正が行われた信号からシンボルを判定する仮判定手段(304、404)と、

干渉レプリカ信号に重み付け係数を掛けて重み付きレプリカ信号を出力する重み付け手段(308、408)と、

仮判定シンボルにユーザの拡散符号を乗算して再拡散を行う拡散手段(305、405)と、

再拡散された拡散信号に伝送路特性の逆特性を掛けてレプリカ信号を求める逆補正手段(307、407)とを具備し、

当該重み付け手段は、各段においてチャネル毎の干渉除去残差信号のパワーが最小になるように複素重み付け係数を設定することを特徴とする干渉キャンセラユニット。

【請求項14】 前記重み付け係数は、

【数11】

$$\lambda_{k,l}^*(H_{k,l}^*, B_k^*) = \frac{\int dh_{k,l} \int db_k h_{k,l} b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^*, b_k, B_k^*)}{H_{k,l}^* B_k^*}$$

で表される関係に基づいて導出されるものであることを特徴とする請求項 1 3 に記載の干渉キャンセラユニット：

ここにおいて、 $\lambda_{sk,l}$ は、s 番目の段の、k 番目のユーザの、l 番目のパスの重み付け係数；

$H_{sk,l}$ は、s 番目の段の、k 番目のユーザの、l 番目のパスの推定チャネル；

B_{sk} は s 番目の段の、k 番目のユーザの仮判定シンボル；

$h_{k,l}(t)$ は、k 番目のユーザの、l 番目のパスのチャネル係数；

b_k は k 番目のユーザの受信信号；

$f(h_{k,l}, H_{sk,l}, b_k, B_{sk})$ は、チャネル係数 $h_{k,l}$ 、推定チャネル $H_{sk,l}$ 、受信信号 b_k 、仮判定シンボル B_{sk} に関する仮判定誤差の結合確率密度関数である。

【請求項 1 5】 前記重み付け係数は、

【数 1 2】

$$\lambda_{k,l}(H_{k,l}^s, B_k^s) \approx \frac{\int db_k b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{B_k^s}$$

で近似されることを特徴とする請求項 1 4 に記載の干渉キャンセラユニット。

【請求項 1 6】 前記重み付け係数はさらに、受信信号 b_k を

【数 1 3】

$$b_k = A_k^s e^{i\phi_k^s}$$

として、

【数 1 4】

$$\begin{aligned} \frac{\int db_k b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{B_k^s} &= \int db_k A_k^s e^{i\phi_k^s} f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) \\ &= f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s, B_k^s) + f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\phi_I} B_k^s, B_k^s) e^{i\phi_I} \\ &\quad + f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\phi_Q} B_k^s, B_k^s) e^{i\phi_Q} - f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\phi} B_k^s, B_k^s) \end{aligned}$$

の関係を用いて求められることを特徴とする請求項 1 5 に記載の干渉キャンセラユニット。

ここで、 ϕ_I および ϕ_Q は、I または Q 位相だけが測定誤差を含む場合の位相誤差であって、

【数 1 5】

$$\varphi_I = \text{sgn}(\text{real}(B_k^s)) \text{sgn}(\text{imag}(B_k^s)) 2 \left(\frac{\pi}{2} - \text{atan} \left| \frac{\text{imag}(B_k^s)}{\text{real}(B_k^s)} \right| \right)$$

$$\varphi_Q = -\text{sgn}(\text{real}(B_k^s)) \text{sgn}(\text{imag}(B_k^s)) 2 \text{atan} \left| \frac{\text{imag}(B_k^s)}{\text{real}(B_k^s)} \right|$$

によって表現されるものである。

さらに、式 1 4 における右辺各項は、I (Q) ブランチの信号干渉比 $SIR_I(Q)$ と、I (Q) ブランチの仮判定誤差確率、

【数 1 6】

$$g(SIR_{I(Q)} | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{SIR_{I(Q)}}}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

とを用いて

【数 1 7】

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s, B_k^s) = (1 - g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))(1 - g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))$$

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s e^{i\varphi_I}, B_k^s) = g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)(1 - g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))$$

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s e^{i\varphi_Q}, B_k^s) = (1 - g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)$$

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, -B_k^s, B_k^s) = g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)$$

で表わされるものである。

【請求項 1 7】 前記 ϕI および ϕQ は、

【数 1 8】

$$\varphi_I = \pi - 2\text{atan}(\beta)$$

【数 1 9】

$$\varphi_Q = 2\text{atan}(\beta)$$

に基づいて算出されたことを特徴とする請求項 1 6 に記載の干渉キャンセラユニット。

なお、ここで数式中の β は、次式で表される I および Q ブランチのパワーレシオ γ に基づいて算出された値である。

【数 2 0】

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\gamma}}$$

【請求項 1 8】 前記デジタル無線通信は符号分割多元接続（C D M A）通信であることを特徴とする請求項 1 0 ないし 1 7 のいずれかに記載された干渉キャンセラユニット。

【請求項 1 9】 複数ユーザに対応して複数の干渉キャンセラユニットから構成される処理段を複数段具備し、最終段以外の各段はさらに加算器を具備し、

第 1 段の各干渉キャンセラユニットに受信信号とゼロ値とを入力してレプリカ信号を作成し、これを前記加算器と次段の対応するユーザの各干渉キャンセラユニットに出力し、

第 2 段以降最終段の直前までの段の各干渉キャンセラユニットに前段での干渉除去残差信号と前段の前記レプリカ信号を入力して各段のレプリカ信号を作成し、前記加算器と次段の対応するユーザの各干渉キャンセラユニットに出力し、

最終段の各干渉キャンセラユニットに前段での干渉除去残差信号と前段の前記レプリカ信号を入力してレプリカ信号を作成して出力するサブトラクティブ干渉キャンセラであって、前記干渉キャンセラユニットとして請求項 1 0 ないし 1 8 のいずれかに記載されたものを使用することを特徴とする並列サブトラクティブ干渉キャンセラ。

【請求項 2 0】 複数ユーザに対応して複数の干渉キャンセラユニットから構成される処理段を複数段具備し、

第 1 段の 1 番目のユーザの干渉キャンセラユニットに受信信号とゼロ値とを入力してレプリカ信号を作成して次段の対応するユーザの干渉キャンセラユニットに出力し、さらに受信信号からレプリカ信号を減算してこれを第 2 のユーザの干渉キャンセラユニットに出力し、

第 1 段の 2 番目以降のユーザの干渉キャンセラユニットに、受信信号から第 1 から直前のユーザまでのレプリカ信号を減算した信号とゼロ値を入力してレプリカ信号を作成して次段の対応するユーザの干渉キャンセラユニットに出力し、さらに受信信号からレプリカ信号を減算してこれを次のユーザの干渉キャンセラユ

ニットに出力し、

第2段の1番目のユーザの干渉キャンセラユニットに受信信号に代えて第1段の干渉除去残差信号を入力すると共にゼロ値に代えて前段からのレプリカ信号を入力し、レプリカ信号を作成して次段の対応するユーザの干渉キャンセラユニットに出力し、さらに受信信号からレプリカ信号を減算してこれを第2のユーザの干渉キャンセラユニットに出力し

以降最終段まで同様の処理を行いレプリカ信号を作成して出力する、サブトラクティブ干渉キャンセラであって、前記干渉キャンセラユニットとして請求項10ないし18のいずれかに記載されたものを使用することを特徴とする直列サブトラクティブ干渉キャンセラ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明が属する技術分野】

本発明は、主としてセルラー無線通信システムにおける符号分割多元接続（CDMA）通信方式に関連し、特にCDMAにおいて多元接続干渉（MAI）除去技術として使用される非線形サブトラクティブ干渉キャンセラ（IC）における重み付け係数の決定方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

CDMAは、各ユーザとの通信に固有の符号（通常は、擬似ランダム符号系列PN: Pseudo Noiseを使用する）を割り当て、送信側では1次変換データを当該符号によって拡散変調し、受信側では受信データを同一の符号によって逆拡散してチャンネル分離を行い、1次変換データを取り出すスペクトル拡散変調方式を用いたセルラー無線通信方式である。

【0003】

CDMA方式は、周波数分割多元接続（FDMA）方式や、時分割多元接続（TDMA）方式に比較して、秘匿性、耐干渉性、耐伝送路歪性等において優れた特性を有するために加入数が飛躍的に増加する可能性があるが、CDMAのシステム容量の増大と高品質化を実現し、さらに今後需要の大きな伸びが予想される

マルチメディア移動通信に対応するためには、CDMAシステムにおける接続容量の主要な制限要因である多元接続干渉(MAI)を有効に低減する技術が必須である。そのための有力な技術としてマルチユーザ検波器、その代表的なものとしてサブトラクティブ干渉キャンセラ(IC)がある。

【0004】

マルチユーザ検波器は、CDMAの性能の主要な制限要因である多元接続干渉(MAI)を排除して、CDMAシステムのユーザ数やセルの範囲を拡大することができる先進的な方法である。マルチユーザ検波の理論的な背景については、例えば、S. Moshavi, "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications", IEEE Comm. Mag. 1996 や Sergio Verdu, "Multiuser Detection", Cambridge University Press, 1998に詳しい。

【0005】

サブトラクティブ干渉キャンセラ(以下単にICと称する)は、受信側で、推定した受信フェージング複素包絡線および判定データに基づいて各ユーザのレプリカ信号を作成し、受信信号から他ユーザのレプリカ信号を差し引くことにより、対象ユーザに対する信号電力対干渉電力比(SIR)を向上させる技術である。ICは、多段に構成することによって一層有効な干渉除去を行うことができるので、一般に多段構成となっている。また、ICは、各ユーザのレプリカ作成と減算を全ユーザについて同時におこなう並列ICと、信号を受信電力の大きい順にソーティングした上で各ユーザのレプリカ作成と減算をユーザ毎に順次行う直列ICとに大別されるので、以下にそれぞれの基本構成と動作を簡単に述べる。

【0006】

図1は、多段並列干渉キャンセラ(MSPIC)の構成を示すものである。当該MSPICは、ユーザ数Kに対応しており、N段構成である。各段は、並列接続されたK個の干渉キャンセラユニットICU1~ICUKと、遅延器(図示しない、最終段を除く)と、加算器Σ(最終段を除く)とを有する。ここで干渉キャンセラユニットICU1~ICUKの添え字1~Kは、1~Kまでのユーザ番号に対応しており、図において破線で囲った101の範囲が第1段、102が第2段、第3段以降は途中省略してあるが、103が最終段である第N段である。

【 0 0 0 7 】

第 1 段においては、受信信号 r_1 が各ユーザに対応する干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ に並列的に入力される。ここでは、表現の統一上、第 1 段にレプリカ信号 $d_0(1) \sim d_0(K)$ が入力されるよう表現したが、第 1 段で入力されるレプリカ信号 $d_0(1) \sim d_0(K)$ は 0 値である。第 1 段の各干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ は、対応するユーザの拡散コードを用いて受信信号に対して逆拡散を行った後、シンボル判定、再拡散を行ってレプリカ信号 $d_1(1) \sim d_1(K)$ を作成して第 2 段の対応するユーザの干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ に出力する。各干渉キャンセラユニットは、同時に、レプリカ信号を加算器 Σ に対して出力する。加算器 Σ では、第 1 段での処理に要した時間だけ遅延させた受信信号から各ユーザに対応するレプリカ信号を干渉レプリカとして減算し、それを干渉除去残差信号 r_2 として第 2 段に出力する。

【 0 0 0 8 】

第 2 段は、干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ と加算器 Σ とを有する。第 1 段の加算器 Σ からの干渉除去残差信号 r_2 と各ユーザに対応する第 1 段の各干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ からのレプリカ信号 $d_1(1) \sim d_1(K)$ が第 2 段の干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ に並列的に入力されると、第 2 段の各干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ は、第 1 段での処理と同様に、対応するユーザの拡散コードを用いて干渉除去残差信号 r_2 とレプリカ信号 $d_1(1) \sim d_1(K)$ との和に対して逆拡散を行い、シンボル判定、再拡散を行ってレプリカ信号 $d_2(1) \sim d_2(K)$ を作成して第 3 段の対応するユーザの干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ に出力する。各干渉キャンセラユニットは、同時に、第 2 段のレプリカ信号を加算器 Σ に対して出力する。加算器 Σ では、第 2 段での処理に要した時間だけ遅延させた受信信号 r_1 から各ユーザに対応する前記第 2 段のレプリカ信号を減算し、それを干渉除去残差信号 r_3 として第 3 段に出力する。

【 0 0 0 9 】

第 3 段以降第 $N - 1$ 段までの各段の構成は、上記の第 2 段の構成と同じである。最終段である N 段は、遅延器と加算器 Σ とを有しておらず、干渉キャンセラユ

ニット I C U 1 ~ I C U K のみから構成されている。N - 1 段まで上記同様の処理を繰り返した後、最終段である第 N 段では、干渉除去残差信号 r_N と各ユーザに対応する第 N - 1 段のレプリカ信号 $d_{N-1}(1) \sim d_{N-1}(K)$ が干渉キャンセラユニット I C U 1 ~ I C U K に並列的に入力されると、第 N 段の各干渉キャンセラユニット I C U 1 ~ I C U K は、対応するユーザの拡散コードを用いて干渉除去残差信号 r_N と第 N - 1 段のレプリカ信号 $d_{N-1}(1) \sim d_{N-1}(K)$ との和に対して逆拡散を行った後、シンボル判定を行って、これをレプリカ信号 $d_N(1) \sim d_N(K)$ として出力する。この最終段から出力された、各ユーザに対応するレプリカ信号 $d_N(1) \sim d_N(K)$ を復調することによって各ユーザのデータが得られる。

【 0 0 1 0 】

次に、図 2 を参照しながら、上記多段並列干渉キャンセラの各干渉キャンセラユニットでの処理内容を述べる。

図 2 は、ユーザ k に対する第 $s + 1$ 段の干渉キャンセラユニットを示すものである。図では省略してあるが、干渉キャンセラユニットはマルチパス伝播路に対応して、複数のパス単位処理部からなる構成である。干渉キャンセラユニット I C U k には、前段すなわち、第 s 段の加算器 Σ から干渉除去残差信号 r_{s+1} が、第 s 段の干渉キャンセラユニット I C U k からレプリカ信号 $d_s(k)$ がそれぞれ入力される。

【 0 0 1 1 】

干渉キャンセラユニット I C U k では、入力される干渉除去残差信号 r_{s+1} と前段からのレプリカ信号 $d_s(k)$ とを加算器 3 0 0 によって加算した後、逆拡散器 3 0 2 においてこの和信号に対してユーザの拡散符号 c_{k*} を用いた逆拡散処理を行う。一方、伝送路推定手段 3 0 1 では前記和信号の中のパイロット信号を基に伝送路フェージングベクトルを求める。チャネル補正器 3 0 3 においては、伝送路フェージングベクトルの複素共役を用いて伝送路補正を行う。伝送路補正されたこの信号は、図示せぬレイク合成器によって他パスの信号と合成された後、判定器 3 0 4 に入力される。判定器 3 0 4 はこの信号を基にシンボル判定を行い、そのシンボル系列を出力する。このチャネル補正器 3 0 3 と判定器 3 0 4 の構成自体は C D M A 通信システムにおいて一般的なもののなので、詳細構造の説明は省

略する。

【 0 0 1 2 】

次に、判定器 3 0 4 でシンボル系列に復号された信号は、再拡散器 3 0 5 においてユーザの拡散符号 c_k を用いて再拡散された後、整形 (3 0 6) を経て、チャネル逆補正器 3 0 7 に入力され、ここで伝走路フェージングベクトルを用いて伝送路逆補正が行われ、レプリカ信号が作成される。そのレプリカ信号は、その後、重み付け係数を掛けることにより重み付け処理が行われる。この重み付け係数が本発明の対象なので、以降で詳細に述べる。

上述の多段並列干渉キャンセラは後に述べる多段直列干渉キャンセラに比較して復調遅延時間を短縮することができるのが特徴である。

【 0 0 1 3 】

次に、図 3 を参照して多段直列干渉キャンセラ (MSSIC) の構成について述べる。当該 MSSIC は、前出の多段並列干渉キャンセラ (MSPIC) と同様、ユーザ数 K に対応しており、 N 段構成である。各段は、直列接続された K 個の干渉キャンセラユニット ICU 1 ~ ICU K と、遅延器 (図示しない) とを有する。ここで干渉キャンセラユニット ICU 1 ~ ICU K の添え字 1 ~ K は、1 ~ K までのユーザ番号に対応しており、図において破線で囲った 2 0 1 の範囲が第 1 段、2 0 2 が第 2 段、第 3 段以降は途中省略してあるが、2 0 3 が最終段である第 N 段である。多段直列干渉キャンセラ (MSSIC) は、一般にソーティング回路と併用され、ソーティング回路でまず受信電力の大きな順、あるいはそれ以外の判断基準に基づいてユーザを順位付け、干渉キャンセラでは受信電力等の順位に従って干渉除去を行うことで干渉除去の効率化を図っているが、ソーティング自体は本発明の構成と直接関連しないのでここでは説明を省略する。

【 0 0 1 4 】

多段直列干渉キャンセラ (MSSIC) の第 1 段においては、受信信号 $r_1(1)$ と、第 1 段の場合は 0 値であるシンボルレプリカが第 1 の (例えば最も受信パワーが大きい) ユーザに対応する干渉キャンセラユニット ICU 1 に入力される。第 1 段の干渉キャンセラユニット ICU 1 ~ ICU K に入力されるレプリカ信号 $d_0(1) \sim d_0(K)$ がいずれも 0 値である点は前記多段並列干渉キャンセラ (MSP

IC)の場合と同様である。第1段の第1の干渉キャンセラユニットICU 1は、受信信号 $r_1(1)$ とレプリカ信号 $d_0(1)$ を合計した後に対応するユーザ(第1のユーザ)の拡散コードを用いて受信信号に対して逆拡散を行った後、シンボル判定、再拡散を行ってレプリカ信号 $d_1(1)$ を作成して第2段の対応するユーザ(第1のユーザ)の干渉キャンセラユニットICU 1に出力する。当該干渉キャンセラユニットは、同時に、受信信号からレプリカ信号 $d_1(1)$ を減算して、受信信号から、パワーの最も大きい第1のユーザ信号を取り除いた残差信号 $r_1(2)$ を作成し、これを第2のユーザの干渉キャンセラユニットICU 2に出力する。

【0015】

干渉キャンセラユニットICU 2では、上記同様、残差信号 $r_1(2)$ とレプリカ信号 $d_0(2)$ の合計を対応するユーザ(第2のユーザ)の拡散コードを用いて逆拡散した後、シンボル判定、再拡散を行ってレプリカ信号 $d_1(2)$ を作成して第2段の対応するユーザ(第2のユーザ)の干渉キャンセラユニットICU 2に出力する。当該干渉キャンセラユニットは、同時に、処理時間分だけ遅延させた信号 $r_1(2)$ からさらに第2のユーザのレプリカ信号 $d_1(2)$ を減算して、パワーの大きい第1および第2のユーザ信号を削除した信号 $r_1(3)$ を作成し、これを第3のユーザに対応する干渉キャンセラユニットICU 3に対して出力する。

【0016】

干渉キャンセラユニットICU 3~ICU K-1では順次、上記同様の処理を繰り返して第2段の対応するユーザの干渉キャンセラユニットICU 3~ICU K-1に出力し、同時に、処理時間分だけ遅延させた信号 $r_1(3)$ ~ $r_1(K-1)$ からさらに各レプリカ信号を減算して、パワーの大きい順にK-1番目までのユーザ信号を削除した信号 $r_1(K)$ を作成し、これをK番目のユーザに対応する干渉キャンセラユニットICU Kに対して出力する。

【0017】

干渉キャンセラユニットICU Kでは、上記同様、対応するユーザ(K番目のユーザ)の拡散コードを用いて信号 $r_1(K)$ に対して逆拡散、シンボル判定、再拡散を行ってレプリカ信号 $d_1(K)$ を作成して第2段の対応するユーザ(K番目のユーザ)の干渉キャンセラユニットICU Kに出力する。当該干渉キャンセラユニ

ットは、同時に、処理時間分だけ遅延させた信号 $r_1(K)$ からさらに K 番目のユーザのレプリカ信号 $d_1(K)$ を減算して、受信信号から第1から第 N までの全てのユーザのレプリカ信号が減算された干渉除去残差信号 $r_2(1)$ を作成し、これを第2段の第1のユーザに対応する干渉キャンセラユニット ICU_1 に対して出力する。

【0018】

第2段の干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ では、受信信号 $r_1(1)$ に代えて残差信号 $r_2(1)$ を用いる点以外は、第1段の干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ と同じ処理を行い、それぞれ第2段のレプリカ信号 $d_2(1) \sim d_2(K)$ を第3段の干渉キャンセラユニット $ICU_3 \sim ICU_K$ に出力する。同時に、次の干渉キャンセラユニットに対しては自己のレプリカ信号を引いた残差信号を出力する。

以下同様に N 段までの処理を行う。第 N 段の干渉キャンセラユニット $ICU_1 \sim ICU_K$ は、基本的には前段の処理と同じであるが、仮判定シンボルをレプリカ信号として出力するところが異なっている。

【0019】

図4は、図3に示した多段直列干渉キャンセラ (MSSIC) を構成する干渉キャンセラユニットのうち、ユーザ k に対する第 $s+1$ 段の干渉キャンセラユニットを示すものである。図では省略してあるが、干渉キャンセラユニットはマルチパス伝播路に対応して、複数のパス単位処理部からなる構成である点は図3に示した多段並列干渉キャンセラ (MSPIC) の干渉キャンセラユニットと同様である。両干渉キャンセラユニットは、共通する部分が多いので、主として相違点のみについて説明する。

【0020】

図4に示した干渉キャンセラユニット ICU_k では、ユーザ $k-1$ に対する干渉キャンセラユニット ICU_{k-1} からの残差信号 r_{s+1k} と s 段の干渉キャンセラユニット ICU_k からのレプリカ信号 d_{sk} とを加算器400で加算し、図2に示した干渉キャンセラユニットと同様に、逆拡散 (402)、伝送路フェージングベクトルの算出 (401)、伝送路補正 (403) を行い、レイク合成 (図示せ

ぬ)の後、判定器404によってシンボル系列に復号する。判定器404でシンボル系列に復号された信号は、ユーザの拡散符号 c_k を用いて再拡散(405)された後、整形(406)、伝送路逆補正(407)、重み付けを経てパス毎のレプリカ信号 d_{s+1k} が作成される。

【0021】

図4に示す干渉除去ユニットと図2に示す干渉除去ユニットとの相違点は、前述の残差信号 r_{s+1k} とレプリカ信号 d_{sk} との加算結果から新しいレプリカ信号 d_{s+1k} を再度減算して誤差信号 r_{s+1k+1} を作成し、次のユーザに対応する干渉除去ユニットICU $K+1$ に送出する点である。

上記の直列多段サブトラクティブ干渉キャンセラは、一般に、少ない段数で有効な干渉除去を達成することができるが、遅延時間が比較的大きくなる特徴がある。

【0022】

図5は、干渉キャンセラユニットのマルチパス対応構成を示す図である。干渉キャンセラユニットは、必須ではないが一般にマルチパスに対応する構成とされており、その場合の構成は例えば図5に示したようになる。図5に示されているように、干渉キャンセラユニットには残差信号 r_{sk} とパス毎のレプリカ信号 d_{sk} とが入力され、パスごとに逆拡散(501)とフェージングベクトルの算出(502)とが行われた後に、全パスのシンボルがレイク合成される(503)。シンボル判定(504)を行った後、パス毎に再拡散(505)、伝送路逆補正(506)された後、重み付け係数を掛けて(507)パスごとのレプリカ信号が作成されて次段の干渉キャンセラユニットに対して出力される。

【0023】

次に、重み付け係数について述べる。

サブトラクティブIC全体の性能は、レプリカの作成精度に依存するが、チャネル推定や仮判定の誤りが存在するために、作成されたレプリカには誤差が不可避免的に含まれる。そこで、レプリカの誤差を低減し、確率論的観点から言えばレプリカ作成における不確実性を低減することによって、サブトラクティブICの性能を向上させるための方法の1つが重み付け係数の採用である。重み付け理論

については、D. Divsalar, "Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA", IEEE Trans. Commun. vol. 46, No. 2, February 1998, pp. 258-268., T. Suzuki, "Near-Decorrelating Multistage Detector for Asynchronous DS-CDMA", IEICE Trans. Commun. vol. E81-B No. 3, March 1998, pp. 553-564., および、Louis G.F. Trichard, "Parameter Selection for Multiuser receivers Based on Partial Parallel Interference Cancellation", Proceedings of VTC 00 in Japanが参考になる。

【 0 0 2 4 】

また、サブトラクティブ IC は、他の IC と比較して遅延時間が短いために、特に並列 IC (PIC) には最も向いていると考えられているが、重み付け係数無しでは、PIC は他の IC に比較しても性能が必ずしも優れているわけではないこともあって、特に PIC への適用のために、優れた重み付け係数の設定アルゴリズムが必要である。重み付け係数を設定するための従来の方法は、K. Higuchi and F. Adachi, "Laboratory Experiments on Coherent Multistage Interference Canceller Using Interference Rejection Weight Control for DS-CDMA Mobile Radio", IEICE RCS99-29, July, 1999, pp. 25-30, D. Divsalar, "Parallel Interference Cancellation for CDMA Applications", United States Patent No. 5,644,593, July 1, 1997, D. Divsalar, "Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA", IEEE Trans. Commun. vol. 46, No. 2, February 1998, pp. 258-268., T. Suzuki, "Near-Decorrelating Multistage Detector for Asynchronous DS-CDMA", IEICE Trans. Commun. vol. E81-B No. 3, March 1998, pp. 553-564、特開平 1 1 - 2 9 8 3 7 1 および特許第 2 9 6 7 5 7 1 号明細書等が開示されている。

【 0 0 2 5 】

ここで、特開平 1 1 - 2 9 8 3 7 1 および特許第 2 9 6 7 5 7 1 号明細書を例に従来技術における重み付け方法について述べる。

特開平 1 1 - 2 9 8 3 7 1 が開示された従来技術は、各干渉除去ユニットにおいてパスごとの重み付け係数を掛けることによって終局的には干渉除去特性の向上を目的としたものであるが、判定シンボル誤りが大きい初段では小さな重み付

け係数を与えて干渉除去動作を緩和させ、それらによる干渉除去誤差を抑圧する一方、伝送路推定誤差や判定シンボル誤りが小さくなる後段に比較的大きな重み付け係数を与えて干渉除去能力を振り分ける方法である。

【 0 0 2 6 】

この先行技術明細書によれば、干渉除去ユニットは、複数のパスを形成するマルチパス伝播路に対応して複数のパス単位の処理部を備え、 $s - 1$ 段の干渉除去残差信号を入力してパス単位の逆拡散を行う逆拡散手段と、この出力に $s - 1$ 段のシンボルレプリカに第 1 の重み付けを行った信号をパス単位に加算する第 1 の加算器と、この出力をパス単位の伝送路推定値を用いて復調する検波器と、前記検波器の各パスの対応する出力を合成する第 2 の加算器と、この出力をシンボル判定する判定器と、判定器の出力に前記伝送路推定値をパス単位で乗じて s 段のパス単位のシンボルレプリカを作成する乗算器と、この出力から $s - 1$ 段のシンボルレプリカに第 1 の重み付けを行った信号をパス単位に減算する減算器と、この減算器の出力をパス単位に拡散する拡散手段と、前記拡散手段の各パスに対応する出力を合成する第 3 の加算器とを備える。

【 0 0 2 7 】

当該先行技術における第 s 段の重み付け係数は、 1 、 $1 - (1 - \alpha)^{s-1}$ 、 α 、 $1 - (1 - \alpha \beta^{n1})$ 、あるいは $\alpha \beta^{nm-1}$ (α および β はそれぞれ 1 以下の実数) が提案されている。

【 0 0 2 8 】

一方、特許第 2 9 6 7 5 7 1 号公報に開示された技術は、S I R (信号電力対干渉電力の比率) によって重み付け係数を変化させる方法である。当該方法によれば、干渉キャンセラはユーザごとに S I R 測定部と重み付け係数算出部 (特許明細書中では「抑圧係数制御部」と称する) とを具備しており、S I R 測定部は既知のパイロットシンボルを用いて逆拡散後の希望ユーザ信号の受信品質を表す S I R を測定し (S I R は、逆拡散後の既知の信号部分の全体の電力と、逆拡散後の既知の信号部分を同相加算することで、ノイズを平均化した信号の電力とを計算することで求まる)、これに基づき、S I R が所定値 $m 1$ 以上ならば重み付け係数は $\alpha 1$ 、S I R が所定値 $m 2$ 以上で $m 1$ 未満なら重み付け係数は $\alpha 2$ 、S I

Rが $m/2$ 未満なら重み付け係数は α_3 とする。ここで、 $0 < \alpha_3 < \alpha_2 < \alpha_1 < 1$ である。すなわち、重み付け係数は、ユーザごとに異なるが、ユーザ別に見れば前段共通の、0と1の間の実数である。

【 0 0 2 9 】

【発明が解決しようとする課題】

上述の例からも明らかなように、従来の重み付け係数は、予め定められた値を使用するか、ユーザ毎の受信信号の信号対干渉比（SIR）に基づいてはいるが全段にわたって同一の重み付け係数を使用する方法であった。そのためチャネル又はユーザ毎に最適に重み付けを行っているとは言い難い。前述したように、サブトラクティブICにおいては、レプリカの不確実性を低減するため、重み付け処理は重要な役割を果たしている。レプリカの不確実性を低減するためには、チャネル、ユーザおよび段毎に重み付け係数を最適に切り換えることが望ましい。また、従来の手法で用いられた重み付け係数は何れも実数であり、結果としてレプリカ信号の振幅のみを調整するものであり、不十分な処理であった。

上記のような事情に鑑みて、本発明は、サブトラクティブ干渉キャンセラ（IC）において最適な重み付け係数を決定する方法を提供することを目的とする。

【 0 0 3 0 】

【課題を解決するための手段】

本発明は、本発明の第1の側面に基づいて、通信チャネルがパイロットビットと、他の制御ビットと、データビットから構成されるデジタル無線通信用のサブトラクティブ干渉キャンセラにおける重み付け係数の設定方法であって、

パイロットビットの重み付け係数 λ_{QA} と、他の制御ビットの重み付け係数 λ_{QB} と、データビットの重み係数 λ_I が互いに独立した値であることを特徴とする第1の重み付け係数の設定方法を提案するものである。

【 0 0 3 1 】

前記第1の方法は、データビットや他の制御ビットの推定には誤差が含まれるのに対して、パイロットビットは受信側においても既知であるために原理的にビットエラーを生じない等、ビットグループごとに推定誤差の性質と大きさが異なることに着目し、グループごとの重み付け係数 λ_{QA} 、 λ_{QB} および λ_I をそれぞれ

独立させることによって、重み付け係数にグループごとの誤差の性質と大きさを反映させ、干渉除去精度の向上を図るものである。

【 0 0 3 2 】

本発明はまた前記第 1 の重み付け係数の設定方法において、前記重み付け係数 λ_{QA} と、 λ_{QB} と、 λ_I とを、仮判定シンボルと、平均または瞬時信号電力対干渉電力比 SIR とに基づいてユーザと段毎に定める第 2 の方法を提案するものである。

【 0 0 3 3 】

下記の実施例において詳細に示す検討結果によれば、仮判定シンボルと、（平均または瞬時）信号電力対干渉電力比 SIR とがあたえられることによってユーザと段毎の重み付け係数の設定が可能になることが示される。重み付け係数がユーザと段によって変化するために、ユーザ毎に異なる電力やパスの影響および繰り返しによる干渉除去の収束を適切に反映させることができる。

【 0 0 3 4 】

本発明はまた前記第 2 の方法において、信号電力対干渉電力比 SIR として、 I ブランチと Q ブランチそれぞれの信号電力対干渉電力比 SIR_I と SIR_Q を用い、 I ブランチと Q ブランチの重み付け係数 λ_I と λ_Q とが、仮判定シンボルと、信号電力対干渉電力比 SIR_I と SIR_Q とから導出される仮判定誤差の確率密度関数から導出されるものであることを特徴とする第 3 の重み付け係数の設定方法を提案するものである。

【 0 0 3 5 】

下記の実施例において詳細に示す検討結果によれば、 SIR として I ブランチと Q ブランチそれぞれの信号電力対干渉電力比 SIR_I と SIR_Q を用い、 I ブランチと Q ブランチの重み付け係数 λ_I と λ_Q の設定が可能になることが示される。

【 0 0 3 6 】

本発明はまた、本発明の第 2 の側面に基づいて、デジタル無線通信を対象としたサブトラクティブ干渉キャンセラにおける重み付け係数の設定方法であって、各段においてチャネル毎の干渉除去残差信号のパワーが最小になるように複素重み付け係数を設定することを特徴とする第 4 の重み付け係数の設定方法を提案す

るものである。

【0037】

当該第4の方法によれば、チャネル毎の干渉除去残差信号のパワーを評価関数として、この評価関数の値が最小になるように複素重み係数を、ユーザ、パスおよび段ごとに設定するので、各干渉除去処理によってもっとも効果的に干渉を除去することができる。この場合において、重み付け係数を複素数とした場合には、振幅成分と同時に位相成分についても考慮した重み付けを行い干渉除去精度の向上を図ることができる。

【0038】

本発明はまた、前記第4の方法において、前記重み付け係数が、

【数21】

$$\lambda_{k,l}^s(H_{k,l}^s, B_k^s) = \frac{\int dh_{k,l} \int db_k h_{k,l} b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{H_{k,l}^s B_k^s}$$

で表される関係に基づいて導出されるものであることを特徴とする第5の重み付け係数の設定方法を提案する。ここにおいて、 $\lambda_{k,l}^s$ は、s番目の段の、k番目のユーザの、1番目のパスの重み付け係数；

$H_{k,l}^s$ は、s番目の段の、k番目のユーザの、1番目のパスの推定チャネル；

$B_{k,l}^s$ はs番目の段の、k番目のユーザの仮判定シンボル；

$h_{k,l}(t)$ は、k番目のユーザの、1番目のパスのチャネル係数；

b_k はk番目のユーザの受信信号；

$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_{k,l}^s)$ は、チャネル係数 $h_{k,l}$ 、推定チャネル $H_{k,l}^s$ 、受信信号 b_k 、仮判定シンボル $B_{k,l}^s$ に関する仮判定誤差の結合確率密度関数である。

実施例に関する下記の記載に示されるように、上記の関係式を用いることで前述の干渉除去残差信号のパワーを最小とする重み付け係数の具体的な設定が可能になる。

【0039】

本発明はさらに、前記第5の方法において、前記重み付け係数は、

【数 2 2】

$$\lambda_{k,l}^s(H_{k,l}^s, B_k^s) \equiv \frac{\int db_k b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{B_k^s}$$

で近似されることを特徴とする第 6 の重み付け係数の設定方法を提案するものである。

前出の関係式を上式で近似することによって、干渉除去精度を実質的に犠牲にすることなく重み付け係数の導出工程を大幅に単純化することが可能になる。

本発明はまた、前記第 6 の方法において、重み付け係数はさらに、受信信号 b_k を

【数 2 3】

$$b_k = A_k^s e^{i\varphi_k^s}$$

として、

【数 2 4】

$$\begin{aligned} \frac{\int db_k b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{B_k^s} &= \int db_k A_k^s e^{i\varphi_k^s} f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) \\ &= f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s, B_k^s) + f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\varphi_I} B_k^s, B_k^s) e^{i\varphi_I} \\ &\quad + f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\varphi_Q} B_k^s, B_k^s) e^{i\varphi_Q} - f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\pi} B_k^s, B_k^s) \end{aligned}$$

の関係を用いて求められることを特徴とする重み付け係数の設定方法を提案するものである。

ここで、 ϕ_I および ϕ_Q は、 I または Q 位相だけが測定誤差を含む場合の位相誤差であって、

【数 2 5】

$$\begin{aligned} \varphi_I &= \text{sgn}(\text{real}(B_k^s)) \text{sgn}(\text{imag}(B_k^s)) 2 \left(\frac{\pi}{2} - \text{atan} \left| \frac{\text{imag}(B_k^s)}{\text{real}(B_k^s)} \right| \right) \\ \varphi_Q &= -\text{sgn}(\text{real}(B_k^s)) \text{sgn}(\text{imag}(B_k^s)) 2 \text{atan} \left| \frac{\text{imag}(B_k^s)}{\text{real}(B_k^s)} \right| \end{aligned}$$

によって表現されるものである。

【0040】

さらに、式 2 3 における右辺各項は、 I (Q) ブランチの信号干渉比 $S I R I(Q)$

と、I (Q) ブランチの仮判定誤差確率、

【数 2 6】

$$g(SIR_{I(Q)} | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{SIR_{I(Q)}}}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

とを用いて

【数 2 7】

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s, B_k^s) = (1 - g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))(1 - g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))$$

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s e^{i\varphi_I}, B_k^s) = g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)(1 - g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))$$

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s e^{i\varphi_Q}, B_k^s) = (1 - g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)$$

$$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, -B_k^s, B_k^s) = g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)$$

で表わされるものである。

【0 0 4 1】

本発明はさらに、前記第7の方法において、前述の ϕI および ϕQ は、

【数 2 8】

$$\varphi_I = \pi - 2\text{atan}(\beta)$$

【数 2 9】

$$\varphi_Q = 2\text{atan}(\beta)$$

に基づいて算出されたことを特徴とする第7の重み付け係数の設定方法を開示するものである。

なお、ここで数式中の β は、次式で表されるIおよびQブランチのパワーレシオ γ に基づいて算出された値である。

【数 3 0】

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\gamma}}$$

【0 0 4 2】

本発明はまた、前記第1ないし第8のいずれかの方法において、前記デジタル無線通信は符号分割多元接続(CDMA)通信であることを特徴とする第9の重み付け係数の設定方法を提案するものである。

本方法の適用対象は、CDMA方式に限定されるものではないが、本方法が好

適に適用されるデジタル無線通信方式の一例としてCDMA方式を挙げることができる。

【0043】

本発明はまた、通信チャネルがパイロットビットと、他の制御ビットと、データビットから構成されるデジタル無線通信用のサブトラクティブ干渉キャンセラにおける干渉キャンセラユニットであって、

干渉除去残差信号と前段からのレプリカ信号とをうけてこれを加算する加算手段(300、400)と、

前記の加算信号にユーザの拡散符号を掛けて逆拡散を行う逆拡散手段(302、402)と、

フェージングベクトルを求めて伝送路補正を行う補正手段(301、303、401、403)と、

伝送路補正が行われた信号からシンボルを判定する仮判定手段(304、404)と、

仮判定シンボルに重み付け係数を掛ける重み付け手段(308、408)と、

仮判定シンボルにユーザの拡散符号を乗算して再拡散を行う拡散手段(305、405)と、

前記再拡散された拡散信号に伝送路特性の逆特性を掛けてレプリカ信号を求める逆補正手段(307、407)とを具備し、

当該重み付け手段は、パイロットビットの重み付け係数 λ_{QA} と、他の制御ビットの重み係数 λ_{QB} と、データビットの重み係数 λ_I とをそれぞれ別個に導出した値として出力することを特徴とする第1の干渉キャンセラユニットを提案するものである。

【0044】

前記第1の方法を具現化した構成の一例である上記第1の干渉キャンセラユニットによって第1の方法に関して記載した効果を得ることができる。

本発明はまた、前記第1の干渉キャンセラユニットにおいて、前記重み付け手段は、前記重み付け係数 λ_{QA} と、 λ_{QB} と、 λ_I を、仮判定シンボルと、平均または瞬時信号電力対干渉電力比 SIR とに基づいて、ユーザと段毎に定めることを

特徴とする第 2 の干渉キャンセラユニットを提案するものである。

前記第 2 の方法を具現化した構成の一例である上記第 2 の干渉キャンセラユニットによって第 2 の方法に関して記載した効果を得ることができる。

【 0 0 4 5 】

本発明はまた、前記第 2 の干渉キャンセラユニットにおいて、前記重み付け手段は、 I ブランチと Q ブランチの重み付け係数 λ_I と λ_Q とを、仮判定シンボルと、 I ブランチと Q ブランチの信号電力対干渉電力比 S_{IIRI} と S_{IIRQ} とから導出される仮判定誤差の確率密度関数に基づいて導出するものであることを特徴とする第 3 の干渉キャンセラユニットを提案するものである。

前記第 3 の方法を具現化した構成の一例である上記第 3 の干渉キャンセラユニットによって第 3 の方法に関して記載した効果を得ることができる。

【 0 0 4 6 】

本発明はまた、デジタル無線通信用のサブトラクティブ干渉キャンセラにおける干渉キャンセラユニットであって、

干渉除去残差信号と前段からの干渉レプリカ信号とをうけてこれを加算する加算手段 (300、400) と、

前記の加算信号にユーザの拡散符号を掛けて逆拡散を行う逆拡散手段 (302、402) と、

フェージングベクトルを求めて伝送路補正を行う補正手段 (301、303、401、403) と、

伝送路補正が行われた信号からシンボルを判定する仮判定手段 (304、404) と、

仮判定シンボルに重み付け係数を掛ける重み付け手段 (308、408) と、
仮判定シンボルにユーザの拡散符号を乗算して再拡散を行う拡散手段 (305、405) と、

前記再拡散信号に伝送路特性の逆特性を掛けてレプリカ信号を求める逆補正手段 (307、407) とを具備し、

当該重み付け手段は、各段においてチャネル毎の干渉除去残差信号のパワーが最小になるように複素重み付け係数を設定することを特徴とする第 4 の干渉キャン

ンセラユニットを提案するものである。

前記第4の方法を具現化した構成の一例である上記第5の干渉キャンセラユニットによって第4の方法に関して記載した効果を得ることができる。

【0047】

本発明はまた、前記第4の干渉キャンセラユニットにおいて、前記重み付け係数が、

【数31】

$$\lambda_{k,l}^s(H_{k,l}^s, B_k^s) = \frac{\int dh_{k,l} \int db_k h_{k,l} b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{H_{k,l}^s B_k^s}$$

で表される関係に基づいて導出されるものであることを特徴とする第5の干渉キャンセラユニットを提案するものである。ここにおいて、 $\lambda_{k,l}^s$ は、s番目の段の、k番目のユーザの、1番目のパスの重み付け係数；

$H_{k,l}^s$ は、s番目の段の、k番目のユーザの、1番目のパスの推定チャネル；

$B_{k,l}^s$ はs番目の段の、k番目のユーザの仮判定シンボル；

$h_{k,l}(t)$ は、k番目のユーザの、1番目のパスのチャネル係数；

b_k はk番目のユーザの受信信号；

$f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_{k,l}^s)$ は、チャネル係数 $h_{k,l}$ 、推定チャネル $H_{k,l}^s$ 、受信信号 b_k 、仮判定シンボル $B_{k,l}^s$ に関する仮判定誤差の結合確率密度関数である。

前記第6の方法を具現化した構成の一例である上記第6の干渉キャンセラユニットによって第6の方法に関して記載した効果を得ることができる。

【0048】

本発明はまた、前記第5の干渉キャンセラユニットにおいて、前記重み付け係数が、

【数32】

$$\lambda_{k,l}^s(H_{k,l}^s, B_k^s) \approx \frac{\int db_k b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{B_k^s}$$

で近似されることを特徴とする第6の干渉キャンセラユニットを提案するものである。

前記第6の方法を具現化した構成の一例である上記第6の干渉キャンセラユニットによって第6の方法に関して記載した効果を得ることができる。

本発明はまた、前記第6の干渉キャンセラユニットにおいて、前記重み付け係数はさらに、受信信号 b_k を

【数 3 3】

$$b_k = A_k^s e^{i\varphi_k^s}$$

として、

【数 3 4】

$$\begin{aligned} \frac{\int db_k b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{B_k^s} &= \int db_k A_k^s e^{i\varphi_k^s} f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) \\ &= f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s, B_k^s) + f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\varphi_k^s} B_k^s, B_k^s) e^{i\varphi_k^s} \\ &\quad + f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\varphi_k^s} B_k^s, B_k^s) e^{i\varphi_k^s} - f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\varphi_k^s} B_k^s, B_k^s) \end{aligned}$$

の関係を用いて求められることを特徴とする第7の干渉キャンセラユニットを提案するものである。

【0049】

ここで、 ϕ_I および ϕ_Q は、 I または Q 位相だけが測定誤差を含む場合の位相誤差であって、

【数 3 5】

$$\begin{aligned} \varphi_I &= \text{sgn}(\text{real}(B_k^s)) \text{sgn}(\text{imag}(B_k^s)) 2 \left(\frac{\pi}{2} - \text{atan} \left| \frac{\text{imag}(B_k^s)}{\text{real}(B_k^s)} \right| \right) \\ \varphi_Q &= -\text{sgn}(\text{real}(B_k^s)) \text{sgn}(\text{imag}(B_k^s)) 2 \text{atan} \left| \frac{\text{imag}(B_k^s)}{\text{real}(B_k^s)} \right| \end{aligned}$$

によって表現されるものである。

さらに、式32における右辺各項は、 I (Q) ブランチの信号干渉比 $SIR_I(Q)$ と、 I (Q) ブランチの仮判定誤差確率、

【数 3 6】

$$g(SIR_{I(Q)} | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{SIR_{I(Q)}}}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

とを用いて

【数 3 7】

$$\begin{aligned} f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s, B_k^s) &= (1 - g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))(1 - g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)) \\ f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s e^{iq_I}, B_k^s) &= g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)(1 - g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)) \\ f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s e^{iq_Q}, B_k^s) &= (1 - g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) \\ f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, -B_k^s, B_k^s) &= g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) \end{aligned}$$

で表わされるものである。

【 0 0 5 0】

本発明はさらに、前記 ϕ I および ϕ Q は、

【数 3 8】

$$\varphi_I = \pi - 2\text{atan}(\beta)$$

【数 3 9】

$$\varphi_Q = 2\text{atan}(\beta)$$

に基づいて算出されたことを特徴とする第 8 の干渉キャンセラユニットを提案するものである。

なお、ここで数式中の β は、次式で表される I および Q ブランチのパワーレシオ γ に基づいて算出された値である。

【数 4 0】

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\gamma}}$$

【 0 0 5 1】

本発明はまた、前記デジタル無線通信は符号分割多元接続 (CDMA) 通信であることを特徴とする第 1 ないし第 8 の干渉キャンセラユニットを提案するものである。

前記第 9 の方法を具現化した構成の一例である上記第 9 の干渉キャンセラユニットによって第 9 の方法に関して記載した効果を得ることができる。

【 0 0 5 2】

本発明はまた、複数ユーザに対応して複数の干渉キャンセラユニットから構成される処理段を複数段具備し、最終段以外の各段はさらに加算器を具備し、

第 1 段の各干渉キャンセラユニットに受信信号とゼロ値とを入力してレプリカ

信号を作成し、これを前記加算器と次段の対応するユーザの各干渉キャンセラユニットに出力し、

第2段以降最終段の直前までの段の各干渉キャンセラユニットに前段での干渉除去残差信号と前段の前記レプリカ信号を入力して各段のレプリカ信号を作成し、前記加算器と次段の対応するユーザの各干渉キャンセラユニットに出力し、

最終段の各干渉キャンセラユニットに前段での干渉除去残差信号と前段の前記レプリカ信号を入力してレプリカ信号を作成して出力するサブトラクティブ干渉キャンセラであって、前記干渉キャンセラユニットとして第1ないし第9の干渉キャンセラユニットのいずれかを使用する並列サブトラクティブ干渉キャンセラを提案するものである。

当該並列サブトラクティブ干渉キャンセラによって、前記第1ないし第9の干渉キャンセラユニットに関して記載した効果を得ることができ、高精度の干渉除去を実現することができる。

【 0 0 5 3 】

本発明はまた、複数ユーザに対応して複数の干渉キャンセラユニットから構成される処理段を複数段具備し、

第1段の1番目のユーザの干渉キャンセラユニットに受信信号とゼロ値とを入力してレプリカ信号を作成して次段の対応するユーザの干渉キャンセラユニットに出力し、さらに受信信号からレプリカ信号を減算してこれを第2のユーザの干渉キャンセラユニットに出力し、

第1段の2番目以降のユーザの干渉キャンセラユニットに、受信信号から第1から直前のユーザまでのレプリカ信号を減算した信号とゼロ値を入力してレプリカ信号を作成して次段の対応するユーザの干渉キャンセラユニットに出力し、さらに受信信号からレプリカ信号を減算してこれを次のユーザの干渉キャンセラユニットに出力し、

第2段の1番目のユーザの干渉キャンセラユニットに受信信号に代えて第1段の干渉除去残差信号を入力すると共にゼロ値に代えて前段からのレプリカ信号を入力し、レプリカ信号を作成して次段の対応するユーザの干渉キャンセラユニットに出力し、さらに受信信号からレプリカ信号を減算してこれを第2のユーザの

干渉キャンセラユニットに出力し

以降最終段まで同様の処理を行いレプリカ信号を作成して出力する、サブトラクティブ干渉キャンセラであって、前記干渉キャンセラユニットとして前記第1ないし第9の干渉キャンセラユニットのいずれかを使用する直列サブトラクティブ干渉キャンセラを提案するものである。

当該直列サブトラクティブ干渉キャンセラによって、前記第1ないし第9の干渉キャンセラユニットに関して記載した効果を得ることができ、高精度の干渉除去を実現することができる。

【 0 0 5 4 】

【発明の実施の形態】

本発明の第1の側面による重み付け係数の設定方法、干渉キャンセラユニットおよび干渉キャンセラの技術的背景について以下に説明する。

図6は、一例としてW-CDMA無線スロットの構造を示すものである。W-CDMA方式では、2つの専用物理チャネル(DPCH)を使用する。一方はI/Qチャネル上のQチャネルにマッピングされた専用物理制御チャネル(DPCCCH)であり、他方はI/Qチャネル上のIチャネルにマッピングされた専用物理データチャネル(DPDCH)である。専用物理制御チャネルにはパイロットビット(N_p)およびその他の制御ビットTFCIビット、FBIビット、TPCビットが含まれる。それに対して、専用物理データチャネルは全てデータビットのみから構成される。

【 0 0 5 5 】

従来技術の重み付け係数設定方法では、チャネルによらず1つの重み付け係数を設定しており、ビットグループ(例えばパイロットビットグループと、その他の制御ビットグループと、データビットグループ)によって異なる重み付け係数を用いる思想は無い。しかし、ビットグループごとの誤差要因と誤差確率は同じではない。

すなわち、パイロットビットは受信側で既知であるため、正確な仮判定が可能ではあるが、レプリカ信号にはチャネル推定による誤差が混入している。したがって、チャネル推定が比較的正確である(誤差期待値が小さい)との前提のもと

では、パイロットビットの重み付け係数 λ_{QA} を1あるいは1に近い値とするのが妥当である。現実には λ_{QA} は1に近い値の固定値であると設定することもできる。

【0056】

他の制御ビットとデータビットの非符号化ビットエラーレート（BER）は信号対干渉波比SIRに依存するので、これらの重み付け係数 λ_{QB} と λ_I はSIRに依存する値に設定するのが妥当である。重み付け係数の設定は、（高速フェージングに対する）平均SIRあるいは瞬間SIRのいずれによるものであっても良い。この重み付け係数の設定規則は、全DPCHに対して同一の重み係数を設定する方法に比較して状況に応じて柔軟な干渉除去を行うことにつながるものである。

【0057】

次に、本発明の第2の側面に基づく係数設定方法に関して説明する。本発明の第2の側面に基づく係数設定方法は、各ユーザおよび各ステージで、干渉除去処理による干渉除去残差信号のパワーが最小になるように重み付け係数を設定する。

以下に、W-CDMAの上り回線を例にあげて、本発明の第2の側面に基づく重み付け係数設定方法の原理について説明する。なお、以降で説明する通信データの構造と変調は3GPP標準（3GPP, "Physical channels and mapping of transport channel onto physical channels (DD)" TS 25.211 v2.1.0, 1999-6)に基づくものとする。

【0058】

まず受信信号 $r(t)$ は、一般に、

【数41】

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L h_{k,l}(t) c_k(t - \tau_{k,l}) b_{k,l,i}(t) + n(t)$$

$$b_{k,l,i}(t) = \begin{cases} a_{k,i} & iT_b \leq t - \tau_{k,l} < (i+1)T_b \\ 0 & \text{others} \end{cases}$$

と表すことができる。ここにおいて、 N はシンボルの数、 K はユーザの数、 L は全パスの数、 $h_{k,l}(t)$ は、 k 番目のユーザの l 番目のチャネル係数、 $c_k(t)$

は拡散符号、 $b_{k,l,i}(t)$ は k 番目のユーザの i 番目のシンボル $a_{k,i}$ に関するシンボル継続時間を示す矩形パルス、 T_b は一つのシンボルの継続時間、 $\tau_{k,l}$ は k 番目のユーザの l 番目のチャネル遅延、 $n(t)$ は加えられるガウシアンホワイトノイズである。本明細書においては、並列IC(PIC)あるいは直列IC(SIC)は基地局(BS)に装備されているものと想定する。

多段PICとSICの基本的な構成は、従来技術に関連して図1および図3を参照して既に述べたものと同じである。また干渉キャンセラユニットの基本的な構成は、重み付け係数の設定方法を除いて、図2および図4に示したものとほぼ同じである。

【0059】

上式の表現に従えば、PICとSICの残差信号 r_{sk}' は、それぞれ以下のよう表現することができる。

PICの残差信号：

【数42】

$$r_k^s(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L b_{k,l,i}(t) c_k(t - \tau_{k,l}) h_{k,l}(t) - B_{k,l,i}^s(t) c_k(t - \tau_{k,l}) H_{k,l}^s(t) + n(t)$$

SICの残差信号：

【数43】

$$r_k^s(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L b_{k,l,i}(t) c_k(t - \tau_{k,l}) h_{k,l}(t) + n(t) - \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L B_{k,l,i}^s(t) c_k(t - \tau_{k,l}) H_{k,l}^s(t) - \sum_{i=1}^N \sum_{k=k}^K \sum_{l=1}^L B_{k,l,i}^{s-1}(t) c_k(t - \tau_{k,l}) H_{k,l}^{s-1}(t)$$

上式において、 $B_{sk,l}$ は k 番目のユーザの l 番目のパスの s 番目の段の仮判定シンボル、 $H_{sk,l}$ は、 k 番目のユーザの l 番目のパスの推定チャネルである。

(残差信号の期待値)

ノイズが信号およびチャネルから独立したものであり、各ユーザの信号は他のユーザの信号から独立したものであると仮定すると、これらの平均値は何れもゼロである。したがって、PICにおいて受信された残差信号のパワーの期待値は下式で表現することができる。

【数 4 4】

$$E[|r_k^s(t)|^2] = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L E[|h_{k,l}(t)b_{k,l,i}(t) - H_{k,l}^s(t)B_{k,l,i}^s(t)|^2] + \frac{N_0}{2}$$

【0060】

また S I C の場合には、残差信号のパワーの期待値は以下ようになる。

【数 4 5】

$$E[|r_k^s(t)|^2] = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{k-1} \sum_{l=1}^L E[|h_{k,l}(t)b_{k,l,i}(t) - H_{k,l}^s(t)B_{k,l,i}^s(t)|^2] \\ + \sum_{i=1}^N \sum_{k=k}^K \sum_{l=1}^L E[|h_{k,l}(t)b_{k,l,i}(t) - H_{k,l}^{s-1}(t)B_{k,l,i}^{s-1}(t)|^2] + \frac{N_0}{2}$$

(最小二乗誤差重み付け係数の設定)

【0061】

式 4 2 と 4 3 によれば、式の左辺に示された受信残差信号のパワーの期待値を最小にすることは、式の右辺に総和の形で示された値を最小にすることと等価である。

そこで、重み付け係数 $\lambda_{Sk, l}$ を導入し、当該重み付け係数を使用した場合の受信残差信号のパワーを評価関数 C によって表すと、評価関数 C は以下のように表現できる。

【数 4 6】

$$C(h_{k,l}, \hat{h}_{k,l}^s, b_k, \hat{b}_k^s) = |h_{k,l}b_k - \lambda_{k,l}^s H_{k,l}^s B_k^s|^2$$

以降においては、時間の関数の表記では簡略のために時間 t を省略して、 $x(t)$ を x のように表すことにする。上式で示した評価関数の期待値は以下で表される。

【数 4 7】

$$I_{k,l}^s = E[C(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)] \\ = \int dh_{k,l} \int dH_{k,l}^s \int db_k \int dB_k^s |h_{k,l}b_k - \lambda_{k,l}^s H_{k,l}^s B_k^s|^2 f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)$$

ここにおいて、 $f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_{Sk})$ は、チャネル $h_{k,l}$ 、推定チャネル $H_{Sk, l}$ 、受信信号 b_k 、仮判定シンボル B_{Sk} に関する結合確率密度関数である。

【0062】

評価関数の期待値 $I_{Sk, l}$ の重み付け係数の共役複素数に関する微分を用いると、評価関数の期待値 $I_{Sk, l}$ が重み付け係数 $\lambda_{Sk, l}$ に関して最小となる条件は

【数 4 8】

$$\frac{\partial I_{k,l}^s}{\partial \lambda_{k,l}^{s*}} = 0$$

と表すことができる。

したがって、評価関数の期待値 $I_{Sk, l}$ を最小にする重み付け係数は、

【数 4 9】

$$\lambda_{k,l}^s = \frac{\int dh_{k,l} \int dH_{k,l}^s \int db_k \int dB_k^s H_{k,l}^s * b_k B_k^s * f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{\int dh_{k,l} \int dH_{k,l}^s \int db_k \int dB_k^s |H_{k,l}^s B_k^s|^2 f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}$$

で表される。

特に、推定チャネル $H_{Sk, l}$ と仮判定 B_{Sk} が与えられた場合に対しては、数式 4 7 は、次式のように変形し得る。

【数 5 0】

$$\lambda_{k,l}^s(H_{k,l}^s, B_k^s) = \frac{\int dh_{k,l} \int db_k h_{k,l} b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{H_{k,l}^s B_k^s}$$

【0 0 6 3】

(最小二乗誤差重み付け係数の近似解)

前述の重み付け係数はチャネルまたは推定チャネルに関する積分を必要とするので、実際の演算は困難を伴う。最適な重み付け係数を算出する際の演算を簡単にするためには、積分演算なしで求められるような形であることが望ましい。

レイク受信機のフィンガー数が十分に多く、1つのパスチャネルに起因して仮判定に生じる誤差の確率が小さいと仮定することができれば、仮判定誤差の確率密度関数がチャネル係数 $h_{k, l}$ と推定チャネル $H_{Sk, l}$ に依存しないと考えることができる。この前提の下では、前記数式 4 7 に記載した重み付け係数は以下のように表現することができる。

【数 5 1】

$$\lambda_{k,l}^s(H_{k,l}^s, B_k^s) = \frac{\int db_k b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{B_k^s}$$

【0064】

ここで通信信号を、仮判定を使用して

【数 5 2】

$$b_k = A_k^s e^{i\varphi_k^s} B_k^s$$

のように表現すると、特に Q P S K の場合には、相対振幅 A_{Sk} と位相差 ϕ_{Sk} は、それぞれ以下のように表される。

【数 5 3】

$$A_k^s = 1$$

$$\varphi_k^s = \frac{\pi}{2} n \quad (n = 0, 1, 2, 3)$$

上記の表現を使えば、重み係数を表す数式 4 9 の右辺は、

【数 5 4】

$$\begin{aligned} \frac{\int db_k b_k f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)}{B_k^s} &= \int db_k A_k^s e^{i\varphi_k^s} f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) \\ &= f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s, B_k^s) + f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\varphi_I} B_k^s, B_k^s) e^{i\varphi_I} \\ &\quad + f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\varphi_Q} B_k^s, B_k^s) e^{i\varphi_Q} - f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, e^{i\pi} B_k^s, B_k^s) \end{aligned}$$

となる。

ここで、 ϕ_I および ϕ_Q は、I または Q 位相だけが測定誤差を含む場合の位相誤差であって、以下のように表現されるものである。

【数 5 5】

$$\begin{aligned} \varphi_I &= \text{sgn}(\text{real}(B_k^s)) \text{sgn}(\text{imag}(B_k^s)) 2 \left(\frac{\pi}{2} - \text{atan} \left| \frac{\text{imag}(B_k^s)}{\text{real}(B_k^s)} \right| \right) \\ \varphi_Q &= -\text{sgn}(\text{real}(B_k^s)) \text{sgn}(\text{imag}(B_k^s)) 2 \text{atan} \left| \frac{\text{imag}(B_k^s)}{\text{real}(B_k^s)} \right| \end{aligned}$$

【0065】

(確率密度関数 f の計算方法)

数式 5 2 で使用されている確率密度関数 f の計算方法を以下に述べる。

仮判定誤差の確率密度関数は S I R を使用して算出することができる。チャネル推定が理想的に行われたと仮定した場合、Q P S K の場合には、I または Q ブランチの仮判定誤差確率は、

【数 5 6】

$$g(SIR_{I(Q)} | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

で表すことができる。ここで、S I R I (Q) は I (Q) ブランチの信号干渉比である。したがって、誤差の確率関数は以下の表現となる。

【数 5 7】

$$\begin{aligned} f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s, B_k^s) &= (1 - g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))(1 - g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)) \\ f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s e^{j\theta_I}, B_k^s) &= g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)(1 - g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)) \\ f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, B_k^s e^{j\theta_Q}, B_k^s) &= (1 - g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s))g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) \\ f(h_{k,l}, H_{k,l}^s, -B_k^s, B_k^s) &= g(SIR_I | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s)g(SIR_Q | h_{k,l}, H_{k,l}^s, b_k, B_k^s) \end{aligned}$$

かくして、数式 5 2 ～ 5 5 を使用すれば、Q P S K の場合、仮判定シンボル B Sk、並びに I および Q ブランチの信号干渉比 S I R I、S I R Q を基に重み付け係数 $\lambda_{Sk,l}$ を求めることができる。従って、この原理を利用して、各ステージにおいて、各ユーザの仮判定シンボル並びに I および Q ブランチの信号干渉比を基に重み付け係数を求めれば、最適な重み付け処理を行うことができる。

【0066】

なお、現実のシステムにおいてはチャネル推定および測定された S I R が含む誤差によっては干渉除去を行うと返って干渉が増大することがある。従って、誤差による質の低下を抑制するため、測定された S I R を縮小し、I (Q) ブランチの仮判定誤差の確率密度関数を算出する際にはこの縮小した S I R を使用することが望ましい。

【0067】

ここで I および Q ブランチのパワー比を γ とすると、数式 5 3 の ϕ_I および ϕ_Q は、次式で表現することができる。

【数 5 8】

$$\varphi_I = \pi - 2\text{atan}(\beta)$$

【数 5 9】

$$\varphi_Q = 2\text{atan}(\beta)$$

なお、数式中の β は、次式で表されるパワーレシオ γ に基づいて算出された値である。

【数 6 0】

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\gamma}}$$

また数式 5 5 の第 1 式から第 4 式をそれぞれ f_0 、 $f_{\phi I}$ 、 $f_{\phi Q}$ 、 f_{π} と表現すれば、数式 5 2 は、次式で表される。

【数 6 1】

$$\lambda = f_0 + f_{\varphi_I} e^{i\varphi_I} + f_{\varphi_Q} e^{i\varphi_Q} + f_{\pi} e^{i\pi}$$

【0 0 6 8】

この数式 5 9 より、重み係数 λ の実数部および虚数部は、それぞれ次式で表される。

【数 6 2】

$$\lambda_{\text{real}} = \text{real}(\lambda) = f_0 - f_{\pi} + f_{\varphi_I} \cos(\varphi_I) + f_{\varphi_Q} \cos(\varphi_Q)$$

【数 6 3】

$$\lambda_{\text{imag}} = \text{imag}(\lambda) = -f_{\varphi_I} \sin(\varphi_I) - f_{\varphi_Q} \sin(\varphi_Q)$$

この数式 6 0 および 6 1 を使用すれば、I および Q ブランチの重み係数は、それぞれ次式で表される。

【数 6 4】

$$\lambda_I = (\lambda_{\text{real}} - \beta \lambda_{\text{imag}})$$

【数 6 5】

$$\lambda_Q = \left(\lambda_{\text{real}} + \frac{\lambda_{\text{imag}}}{\beta} \right)$$

かくして、数式 5 4 から数式 6 3 を使用すれば、仮判定シンボルに代わって、I および Q ブランチのパワーレシオ γ を用いて、I および Q ブランチそれぞれの

重み係数 λI 、 λQ を求めることも可能である。

【0069】

【実施例】

以下に、上述の理論的处理を具体的に実現する干渉キャンセラユニットおよび干渉キャンセラについて述べる。

図7は、上述したようなIおよびQブランチのパワーレシオを基に重み付け係数を算出する重み付け係数算出モジュールを具備した干渉キャンセラユニットの構成を示す。

【0070】

図7に示した干渉キャンセラユニットは、図4に示したSICの干渉キャンセラユニットに対応したものであり、ユーザk用の $i+1$ 段の干渉キャンセラユニットを示している。当該ユニットは、専用物理制御チャネル(DPCCH)のレプリカ信号を求めるDPCCHモジュール603と、専用物理データチャネル(DPDCH)のレプリカ信号を求めるDPDCHモジュール613と、DPCCHおよびDPDCHそれぞれに対する重み付け係数 λQ 、 λI を求める重み付け係数算出モジュール630とを具備する。

【0071】

干渉キャンセラユニットには、干渉除去残差信号 $r_{i+1,k}$ とQチャネルとIチャネルに対応する i 段の干渉レプリカ信号 $b_{Qi,k}$ と $b_{Ii,k}$ が入力される。まず、干渉除去残差信号 $r_{i+1,k}$ とQチャネルの干渉レプリカ信号 $b_{Qi,k}$ を受けた第1の加算器601は2つの信号を合計し、それを重み付け係数算出モジュール630、チャネル推定部602、DPCCHモジュール603に出力する。

【0072】

DPCCH干渉除去モジュール603では、当該ユーザの拡散コード $c_{Q*i,k}$ によって入力信号を逆拡散し(604)、チャネル推定部602からのチャネル推定ベクトル h_k を受けて伝送路補正を行う。伝送路補正された信号は、図示せぬレイク合成器によって他パスの信号と合成された後、判定器606に入力される。判定器606は入力信号を基にシンボル判定を行い、その判定されたシンボルを出力する。判定シンボルは、その後、重み付け係数算出モジュール630より

供給される重み付け係数 λQ が掛け合わされ、重み付け処理がなされる。重み付け処理後のシンボルは、再度当該ユーザの拡散コード $c_{Q*i,k}$ によって再拡散されて(607)、整形(608)された後、チャネル推定部602からのチャネル推定 h_k を用いて伝送路逆補正が行われ、レプリカ信号 $b_{Q*i+1,k}$ として出力される。

【0073】

一方、重み付け係数算出モジュール630においては、まずSIR測定部631でIチャネルとQチャネルのSIRが求められる。この場合、SIR測定部631では、例えばQチャネルのパイロット信号を基にQチャネルのSIRを求め、IチャネルのSIRに関しては、QチャネルのSIRにI/Qパワーレシオに基づく比率を掛け合わせるによりIチャネルのSIRを求める。続く確率密度算出部632では、前段で算出されたIおよびQチャネルのSIRを基に仮判定誤差の確率密度を求める。次の重み付け係数発生器633では、前段で算出された仮判定誤差の確率密度と、I/Qパワーレシオとに基づいてIチャネルおよびQチャネルの重み係数 λI 、 λQ を算出する。

【0074】

DPCCHモジュール603より出力されたQチャネルのレプリカ信号 $b_{Q*i+1,k}$ は加算器601の出力およびi段からのIチャネルのレプリカ信号 $b_{Ii,k}$ と共に第2の加算器611に入力される。第2の加算器611は、加算器601からの和信号からQチャネルのレプリカ信号 $b_{Q*i+1,k}$ を引いてDPCCHの影響を除去すると共に、Iチャネルのレプリカ信号 $b_{Ii,k}$ を加えてDPCCHモジュール613に出力する。

【0075】

DPCCHモジュール613では、当該ユーザの拡散コード $c_{I*i,k}$ によって入力信号を逆拡散し(614)、チャネル推定部602からのチャネル推定 h_k を用いて伝送路補正処理を行う。伝送路補正処理を行った信号は、図示せぬレイク合成器で他パスの信号と共に合成され、判定器616に入力される。判定器616は入力信号を基にシンボル判定を行い、その判定されたシンボルを出力する。判定シンボルは、その後、重み付け係数算出モジュール630より供給される。

重み付け係数 λ_i が掛け合わされ、重み付け処理がなされる。重み付け処理後のシンボルは、再度当該ユーザの拡散コード $c_{i,k}$ によって再拡散されて (617)、整形 (618) された後、チャネル推定部 602 からのチャネル推定 h_k を用いて伝送路逆補正が行われ、レプリカ信号 $b_{i+1,k}$ として出力される。このレプリカ信号 $b_{i+1,k}$ は、第3の加算器 621 に入力される。第3の加算器 621 では、前記第2の加算器が出力した和信号からレプリカ信号 $b_{i+1,k}$ を引いて、ユーザ k の影響を取り除いた残差信号 $r_{i+1,k+1}$ として出力する。

【0076】

このように構成された干渉キャンセラユニットおよび当該ユニットを構成要素とする直列干渉キャンセラでは、前記の重み付け係数設定方法に従って重み付け係数を設定しているので、効率的な干渉除去を行うことができる。なお、図7では、重み付け係数算出モジュールを直列干渉キャンセラ用の干渉キャンセラユニットに適用した例を示したが、当該重み付け係数算出モジュールは並列干渉キャンセラ用の干渉キャンセラユニットにも当然適用でき、並列型のものに適用した場合にも、同様の効果を得ることができる。

【0077】

次に、上述した重み付け係数算出モジュール 630 の具体的構成について説明する。

図8は、前記重み付け係数算出モジュール 630 に使用されている確率密度算出部 632 の構成を示す。まず SIR 測定部 631 からの I チャネルおよび Q チャネルの SIR_I 、 SIR_Q はそれぞれ SIR 縮小部 700 に入力される。SIR 縮小部 700 は、測定された信号干渉比の誤差を縮小するためのものであり、入力された各 SIR_I 、 SIR_Q をそれぞれ $1/X$ に縮小する (X は予め決められた所定の値であって、この縮小処理によって例えば各 SIR_I 、 SIR_Q を 1 ~ 3 dB 程度縮小する)。縮小された信号干渉比 SIR_I' 、 SIR_Q' は続く誤差確率算出部 701 に入力される。誤差確率算出部 701 は仮判定の誤差確率を求めるものであり、上述した数式 54 を使用して、入力された SIR_I' 、 SIR_Q' を基に誤差確率 $g(SIR_I)$ 、 $g(SIR_Q)$ を求めて出力する。確率密度算出部 702 は、仮判定誤差の確率密度関数を求めるものであり、上述の数式 55

を使用して、入力された誤差確率 $g(SIRI)$ 、 $g(SIRQ)$ を基に確率密度関数 f_0 、 $f_{\phi I}$ 、 $f_{\phi Q}$ 、 f_{π} を求めて出力する。なお、 f_0 、 $f_{\phi I}$ 、 $f_{\phi Q}$ 、 f_{π} はそれぞれ数式 55 の第 1 式から第 4 式に相当するものである。

なお、ここでは数式を用いてそれぞれの値を算出すると述べたが、予め各数値の対応表を用意しておき、表引きによってそれぞれの値を求めるようにしても良い。

【0078】

次に図 9 は、上述した重み付け係数算出モジュール 630 の重み付け係数発生器 633 の構成を示す。

図 9 に示すように、重み付け係数発生器 633 には、前段の確率密度算出部 632 からの確率密度関数 f_0 、 $f_{\phi I}$ 、 $f_{\phi Q}$ 、 f_{π} が入力されると共に、 I/Q のパワー比 γ を基に上述の数式 58 を用いて算出された値 β が入力される。

【0079】

算出部 801 は、上述の数式 56、57 を使用して、値 β から位相誤差 ϕI および ϕQ を求め、算出部 802 は、上述の数式 59 を使用して、位相誤差 ϕI 、 ϕQ と確率密度関数 f_0 、 $f_{\phi I}$ 、 $f_{\phi Q}$ 、 f_{π} を基に重み係数 λ を算出する。算出部 803、804 は、それぞれ上述の数式 60 および 61 を使用して、重み係数 λ の実数部 λ_{real} および虚数部 λ_{imag} を求め、算出部 805 は、上述の数式 62 および 63 を使用して、 λ_{real} 、 λ_{imag} および β を基に I および Q チャンネルの重み係数 λ_I および λ_Q を算出する。かくしてこのように算出された重み係数 λ_I および λ_Q は上述したように DPCH モジュール 603 および DPDCH モジュール 613 にそれぞれ出力され、 I チャンネルの仮判定シンボルおよび Q チャンネルの仮判定シンボルに掛け合わされ、重み付け処理に使用される。

【0080】

次に図 10 は、上述の原理で説明したような仮判定シンボルを基に重み係数を算出する重み付け係数算出モジュールを具備した干渉キャンセラユニットの構成を示す。

図 10 に示した干渉キャンセラユニットは、SIC の干渉キャンセラユニットに対応したものであるが、DPCH および DPDCH に信号分離せずに干渉

除去処理を行うものであり、ユーザ k 用の $i + 1$ 段の干渉キャンセラユニットを示している。

【 0 0 8 1 】

この干渉キャンセラユニットには、干渉除去残差信号 $r_{i+1,k}$ と i 段の干渉レプリカ信号 $b_{i,k}$ とが入力される。第 1 の加算器 9 0 1 は、その干渉除去残差信号 $r_{i+1,k}$ と i 段の干渉レプリカ信号 $b_{i,k}$ とを加算し、これを重み付け係数算出モジュール 9 0 2、チャネル推定部 9 0 3 およびレプリカ生成モジュール 9 0 4 に出力する。チャネル推定部 9 0 3 は、図 7 に示したものと同一であり、チャネル推定ベクトル h_k を求めて出力する。レプリカ生成モジュール 9 0 4 では、当該ユーザの拡散コード $c * i, k$ によって入力信号を逆拡散し (9 0 5)、チャネル推定部 9 0 3 からのチャネル推定ベクトル h_k を受けて伝送路補正を行う。伝送路補正された信号は、図示せぬレイク合成器によって他パスの信号と合成された後、判定器 9 0 7 に入力される。判定器 9 0 7 は入力信号を基にシンボル判定を行い、その仮判定シンボルを重み付け係数モジュール 9 0 2 および後段の乗算部 9 0 8 に出力する。

【 0 0 8 2 】

乗算部 9 0 8 は、重み付け係数算出モジュール 9 0 2 より受けた重み付け係数 λ を仮判定シンボルに掛け合わせて当該仮判定シンボルを重み付け処理する。重み付け処理されたシンボルは、再度当該ユーザの拡散コード $c * i, k$ によって再拡散されて (9 0 9)、整形 (9 1 0) された後、チャネル推定部 9 0 3 からのチャネル推定 h_k を用いて伝送路逆補正が行われ、レプリカ信号 $b_{i+1,k}$ として出力される。このレプリカ信号 $b_{i+1,k}$ は第 2 の加算器 9 1 2 に入力され、第 1 の加算器 9 0 1 からの信号から差し引かれる。これによりユーザ k の影響を取り除いた残差信号 $r_{i+1,k+1}$ が生成される。

【 0 0 8 3 】

一方、重み付け係数算出モジュール 9 0 2 では、S I R 測定部 9 1 3 で I チャネルと Q チャネルの S I R をそれぞれ求める。なお、S I R 測定部 9 1 3 は基本的に図 7 に示した S I R 測定部 6 0 2 と同一のものであり、同じような手法を用いて各チャネルの S I R を求める。続く確立密度算出部 9 1 4 も、基本的に図 7 に

示した確率密度算出部 632 と同じであり、上述した数式 54 および 55 を用いて、確率密度関数 f_0 、 $f_{\phi I}$ 、 $f_{\phi Q}$ 、 f_{π} を求める。

【0084】

続く重み付け係数発生器 915 は、図 11 に示すように構成される。算出部 916 は、上述した数式 53 を使用して、仮判定シンボル $B_{i+1,k}$ を基に位相誤差 ϕI および ϕQ を求め、算出部 917 は、上述した数式 52 を使用して、仮判定誤差の確率密度関数 f_0 、 $f_{\phi I}$ 、 $f_{\phi Q}$ 、 f_{π} と位相誤差 ϕI および ϕQ を基に重み付け係数 λ を算出する。かくして求められた複素数からなる重み付け係数 λ は、上述したようにレプリカ生成モジュール 904 に出力され、重み付け処理に使用される。なお、ここでは数式を用いてそれぞれの値を算出すると述べたが、予め各数値の対応表を用意しておき、表引きによってそれぞれの値を求めるようにしても良い。

【0085】

このように構成された干渉キャンセラユニットおよび当該ユニットを構成要素とする直列干渉キャンセラでは、前記の重み付け係数設定方法に従って重み付け係数を設定しているので、効率的な干渉除去を行うことができる。なお、図 10 では、重み付け係数算出モジュールを直列干渉キャンセラ用の干渉キャンセラユニットに適用した例を示したが、当該重み付け係数算出モジュールは並列干渉キャンセラ用の干渉キャンセラユニットにも当然適用でき、並列型のものに適用した場合にも、同様の効果を得ることができる。

【0086】

このようにして本発明では、各ユーザおよび各ステージ毎に、信号干渉比と仮判定シンボル又は I/Q のパワーレシオに基に最適な重み付け係数を求めて重み付け処理を行うことにより、干渉除去の精度を一段と向上することができる。

なお、本発明の第 1 の側面で説明したように、ビットグループ毎に独立した重み付け係数を設定する場合には、上述した仮判定シンボルを使用して重み付け係数を算出する方法を適用することが望ましい。

【0087】

【発明の効果】

以上本発明によれば、各ユーザおよび各ステージ毎に最適な重み付け係数を求めて重み付け処理を行うことにより、干渉除去精度を一段と向上することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 図 1 は、多段並列干渉キャンセラ (M S P I C) の構成を示す。

【図 2】 図 2 は、多段並列干渉キャンセラを構成する干渉キャンセラユニット (I C U) の構成を示す。

【図 3】 図 3 は、多段直列干渉キャンセラ (M S S I C) の構成を示す。

【図 4】 図 4 は、多段直列干渉キャンセラを構成する干渉キャンセラユニット (I C U) の構成を示す。

【図 5】 図 5 は、マルチパスを前提とした干渉キャンセラユニットの構成を示す図である。

【図 6】 図 6 は、専用物理制御チャネルおよび専用物理データチャネルの構成を示すチャネル構成図である。

【図 7】 図 7 は、本発明に基づく干渉キャンセラユニットの構成を示す機能図である。

【図 8】 図 8 は、本発明に基づく重み付け係数算出モジュールの確率密度算出部の構成を示す機能図である。

【図 9】 図 9 は、本発明に基づく重み付け係数算出モジュールの重み付け係数発生器の構成を示す機能図である。

【図 1 0】 図 1 0 は、本発明に基づく干渉キャンセラユニットの構成を示す機能図である。

【図 1 1】 図 1 1 は、本発明に基づく重み付け係数算出モジュールの重み付け係数発生器の構成を示す機能図である。

【符号の説明】

1 0 1、1 0 2、1 0 3・・・並列干渉キャンセラユニットの各段

2 0 1、2 0 2、2 0 3・・・直列干渉キャンセラユニットの各段

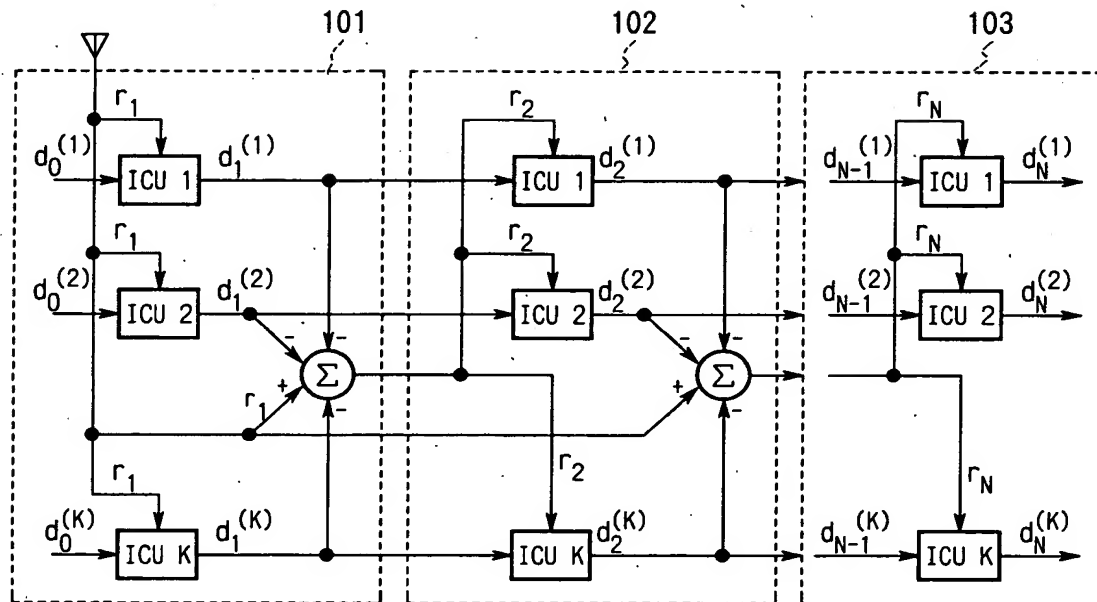
3 0 1、3 0 3、4 0 1、4 0 3、5 0 1・・・伝送路補正手段

3 0 2、4 0 2・・・・・・・・逆拡散手段

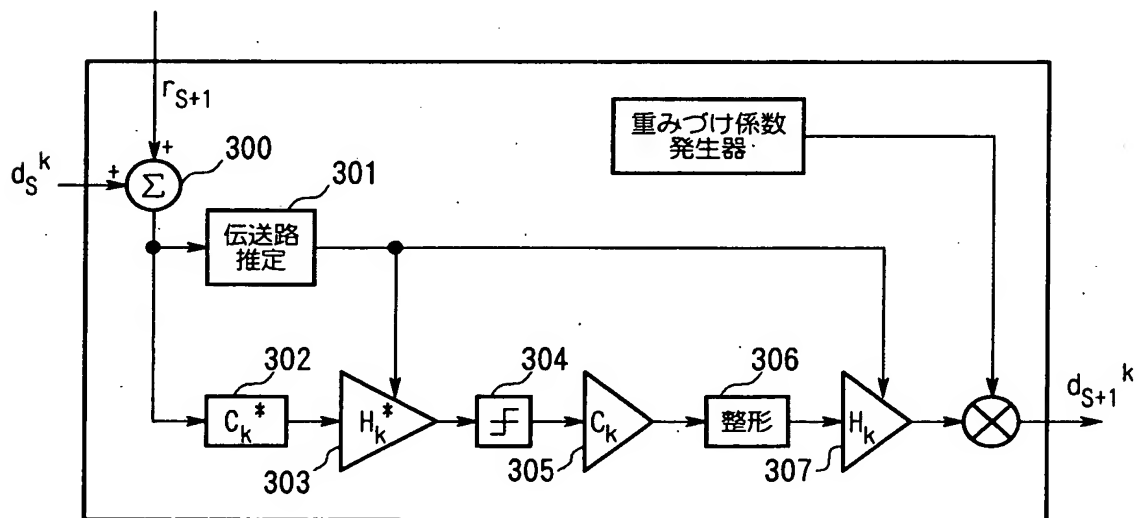
3 0 4、4 0 4、5 0 4 . . . 仮判定手段
 3 0 5、4 0 5、5 0 5 . . . 再拡散手段
 3 0 6、4 0 6 整形手段
 3 0 7、4 0 7、5 0 6 . . . 伝送路逆補正手段
 5 0 3 レイク合成器
 5 0 7 重み付け手段
 6 1 3 D P D C H モジュール
 6 3 0 重み付け係数算出モジュール
 6 3 1 S I R 測定部
 6 3 2、9 1 4 . . . 確率密度算出部
 7 0 0 S I R 縮小部
 7 0 1 誤差確率算出部
 7 0 2 確率密度算出部
 8 0 1 位相誤差算出部
 8 0 2 重み係数算出部
 8 0 3、8 0 4 . . . 重み係数実部、虚部算出部
 8 0 5 I、Qチャネルの重み係数算出部
 9 0 1 第 1 の加算器
 9 0 2、9 1 3 . . . 重み付け係数算出モジュール
 9 0 3 チャネル推定部
 9 0 4 レプリカ生成モジュール
 9 0 5 逆拡散手段

【書類名】 図面

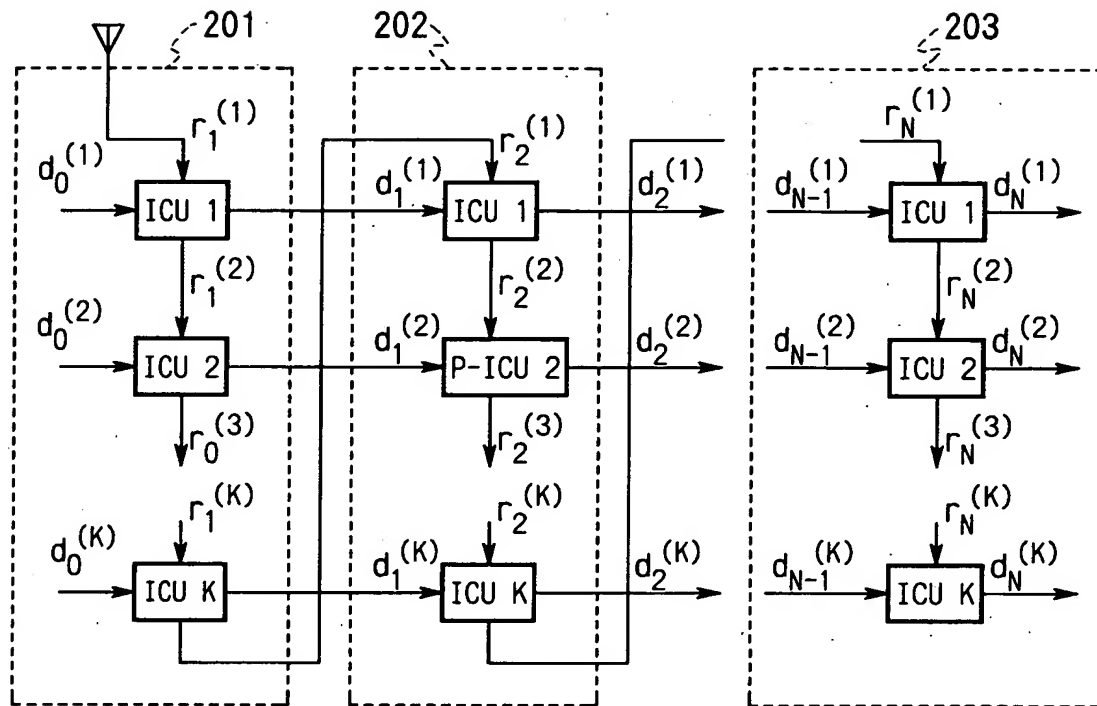
【図 1】



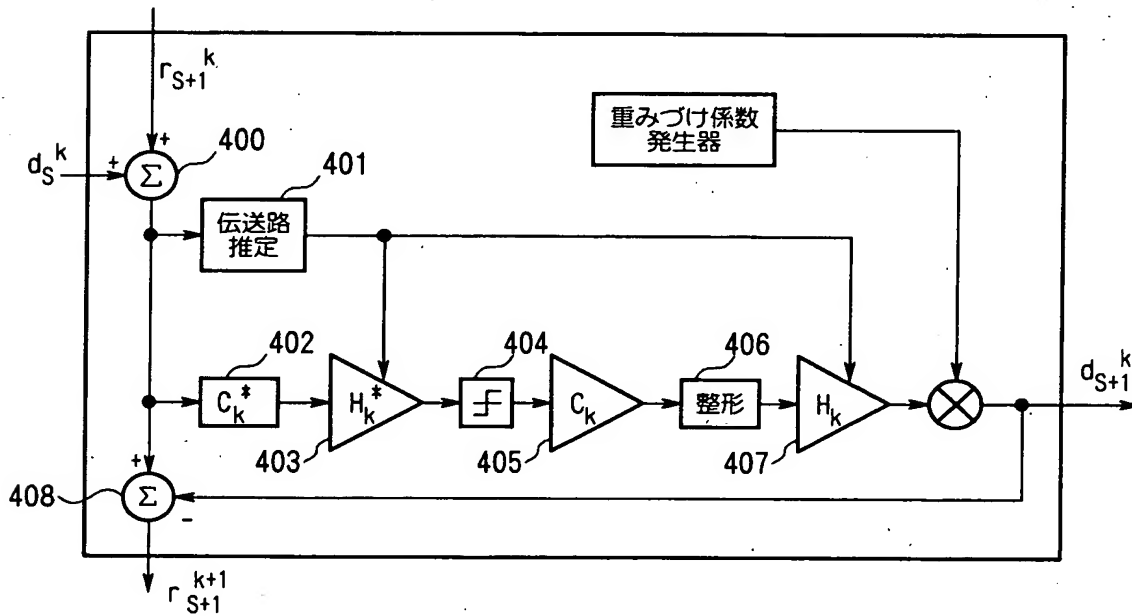
【図 2】



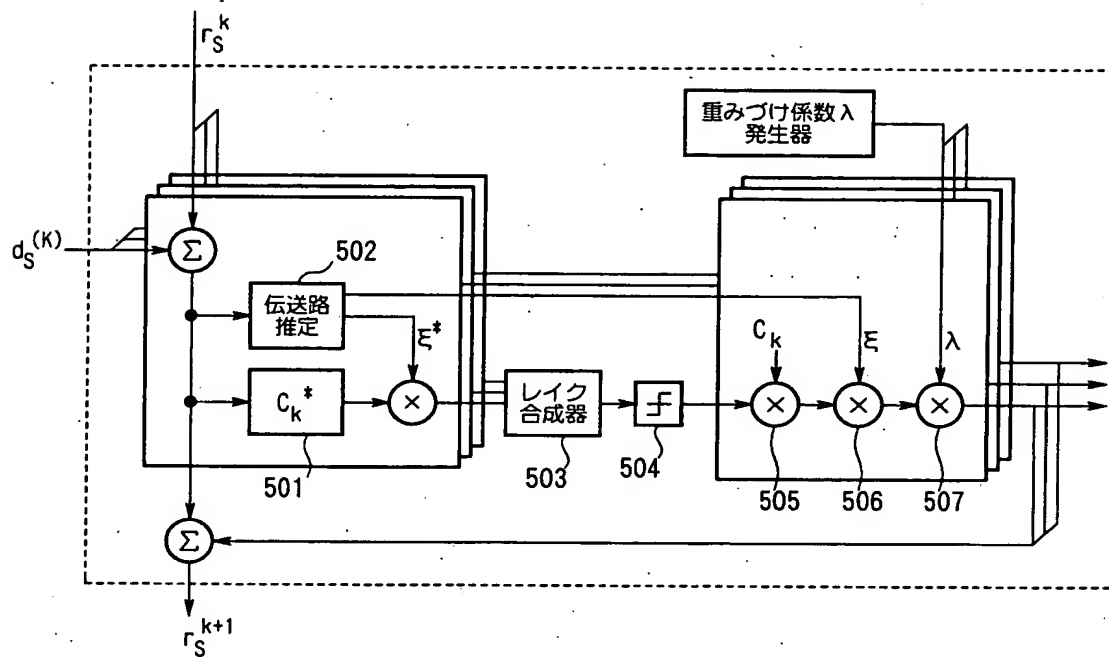
【図 3】



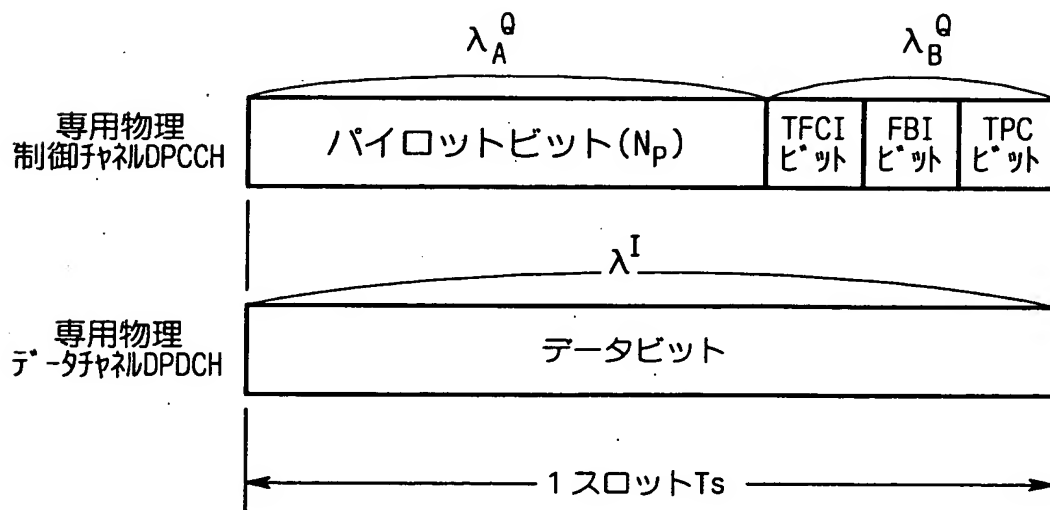
【図 4】



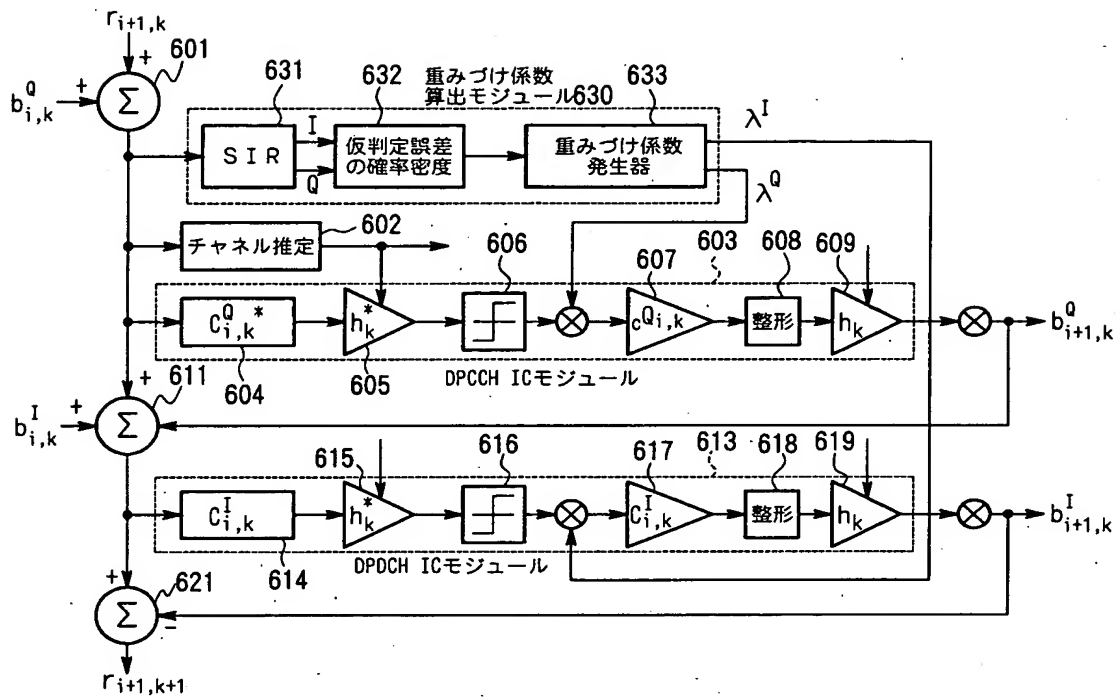
【図 5】



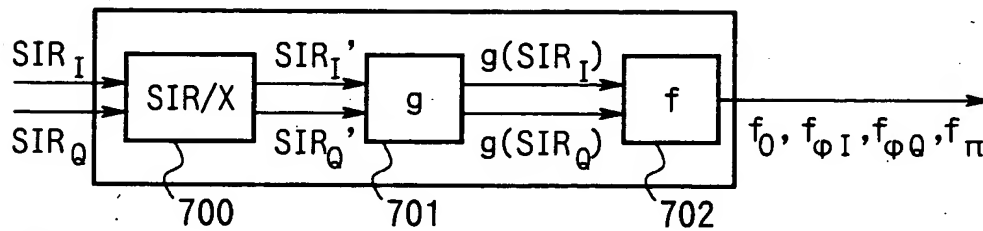
【図 6】



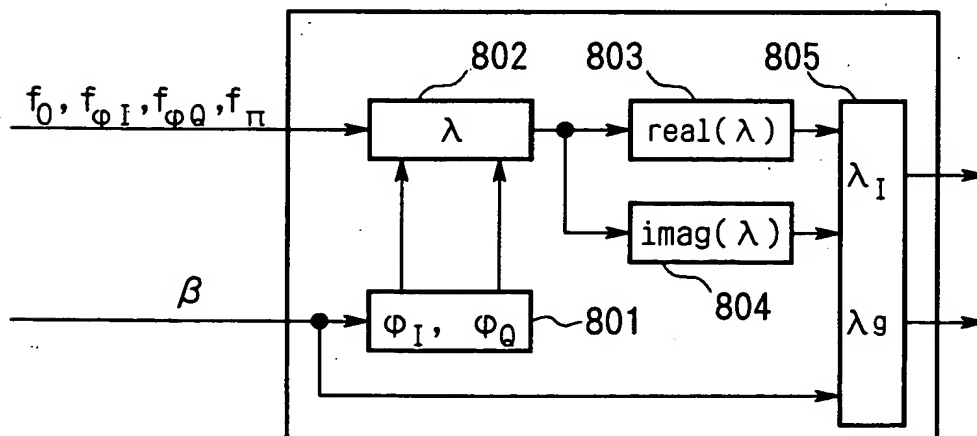
【図 7】



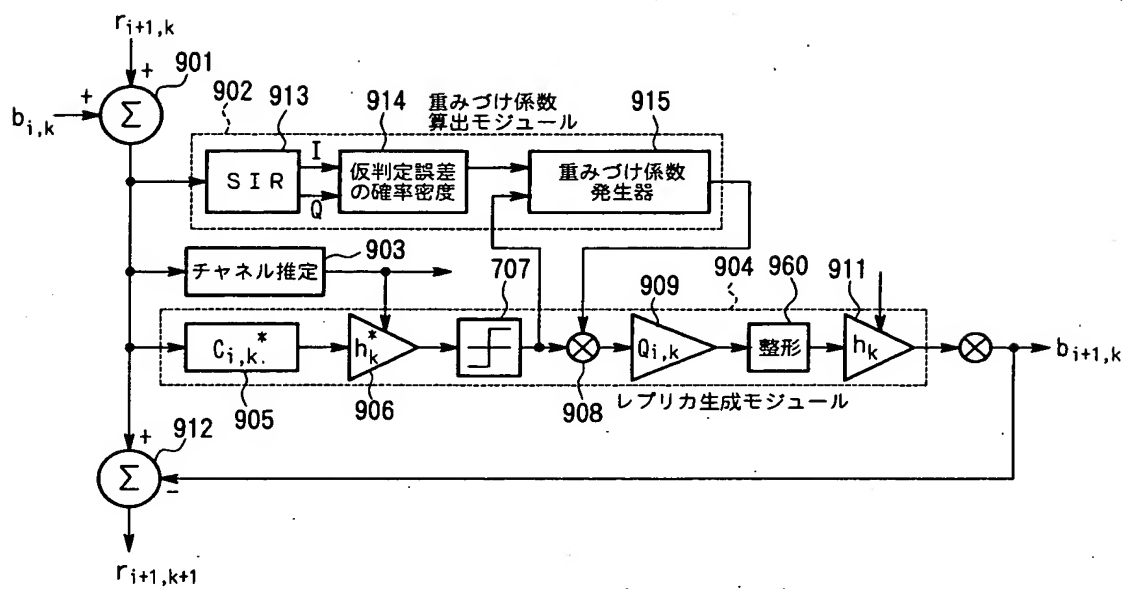
【図 8】



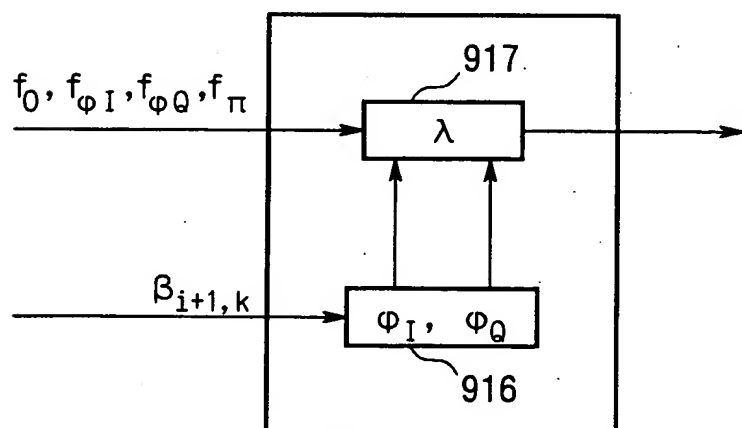
【図 9】



【図 10】



【図 1 1】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 サブトラクティブ干渉キャンセラ（IC）においてチャンネルごとの最適な重み付け係数を決定することを目的とする。

【解決手段】 デジタル無線通信を対象としたサブトラクティブ干渉キャンセラにおける重み付け係数の設定方法であって、各段においてチャンネル毎の干渉除去残差信号のパワーが最小になるように複素重み付け係数を設定することを特徴とする方法。

【選択図】 図 7

1

特2000-385505

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2000-385505
受付番号	50001637268
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成12年12月20日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成12年12月19日
-------	-------------

次頁無

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [398072470]

1. 変更年月日 1998年10月27日

[変更理由] 新規登録

住 所 スウェーデン国 エス-126 25 ストックホルム (番地なし)

氏 名 テレフォンアクチーボラゲット エル エム エリクソン (パブル)